

México, D.F.

Diciembre 2013



8

### **INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL** SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de	MÉXICO, D. F	siendo las	<u>17:00</u> l	horas de	el día		27	del n	nes de	;
Junio del	2013 se reunieron l	os miembros de la	a Comisión Re	visora ć	le la T	esis, (	desigr	nada		
por el Colegio de Pr	ofesores de Estudios de	Posgrado e Inves	stigación de	ES	IME-	ZAC	ATEN	<b>VCO</b>		
para examinar la tes	is titulada:	יינגענינינט איז	** *****	216-3780 A. 473	tóx	<b>T</b> NT: (	19 <b>10 4</b> 11 <b>10 1</b> 0 10	2018 AT A		
"DISEN	O DE MEDIDOR II	NTELIGENTE	E IMPLEME		ION	DE S	51511	SMA		
	DE COM	IUNICACION	BIDIRECCIO	ONAL"						
Presentada por el alı	imno:									
VALDI	OSERA	MARROQU	JIN			ABR	AHA	M		
Apellido	paterno	Apellido mater	rno		)	Nomb	re(s)	·····	····	·····
			Con registro	B B	1	0	2	1	6	0
aspirante de:				<b>L</b>	·	l	L	1	L	L
	war a traciginita an iterati an		INTERNET A	tet éx		~				
	MAESTRU EN C	TENCIAS EN I	UNGENIERIA	LLEA			.,			
Después de intercam	biar opiniones, los mie	mbros de la Com	isión manifesta	aron AP	ROB	4R LA	t TES	SIS, er	n virtu	d de
que satisface los req	uisitos señalados por la	s disposiciones re	glamentarias v	vigentes.	•					
		LA COMISIÓ	N REVISORA							
	, d	Directores d	e tesis			$\sim$	\			
	1111 I I				6	7./	/			
	MUUU				44	ĩ				
DR. RICAR	DO OCTAVIO MOL	4	DR. R	AÚL C	ORI	PÉS I	MAT	EOS		
P	ALOMINO	-			10					
	Presidente			See	undo.	Kocal.	)			
$\cap$	Imagei			/	21	h.V	/			
	D DOMEDO DOME	PA	ם מח	ATIN	10	W.		FAS		
	D ROMERO ROME		DR. A		/		1123 8 1	005		
	Tercer Vocal				ecreta	rio S	3			
	(they				T	Ľ	2			
DR. DAVID	SEBASTIAN BALTA	ZAR	DR. J	IAIME	ROB	LES (	GAR	CÍA		
						0E	NGENI	ERIAMA		
	PRESIDE	NTE DEL GOLEGI	IO DE PROFES(	ORES		a co	UNIDOS	MEAN		
		10				340°	200		CAT	
		1A	-					5.14	in n	
	DR. MAU	RO ALBERTO	ENCISO AGU	UILAR		૾ૺૼૢૺૻ૾ૺૼૼૼૼૼૼૼૻ		187.16 9	J.	
		"近代"				- noné	/ P	N		
					POS	SGRAD	) de es O e inv	TUDIO: /ESTIG/	s de Ación	

SIP-14-BIS



# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

COORDINACIÓN GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

### **CARTA CESIÓN DE DERECHOS**

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día 28 de Junio del año 2013, el que suscribe Abraham Valdiosera Marroquin, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro B102160, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. Ricardo Octavio Mota Palomino y del Dr. Raúl Cortés Mateos y cede los derechos del trabajo intitulado: *"Diseño de medidor inteligente e implementación de sistema de comunicación bidireccional"*, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección: abra-h-am@hotmail.com, rmotap@ipn.mx y/o rcortes@ipn.mx

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Abraham Valdiosera Marroquin

### RESUMEN

Las aplicaciones de medición inteligente son una herramienta que permite analizar y gestionar sistemas de gran tamaño desde un punto central de control. Actualmente, existe una tendencia mundial por adaptar estas nuevas tecnologías en una innumerable cantidad de aplicaciones debido a los múltiples beneficios que ofrecen. Tomando en cuenta esta situación, esta tesis propone el diseño de un sistema de medición con comunicación bidireccional inalámbrica que sigue los esquemas planteados para Infraestructuras de Medición Avanzada (AMI). En primera instancia, se expone el estado del arte de las Redes Eléctricas Inteligentes (REI), así como el lugar que ocupa la AMI dentro de la REI. Posteriormente, propone un sistema de medición que consta de un prototipo de medidor eléctrico inteligente, diversos sensores, un concentrador de datos y una interfaz web para el control del sistema.

El prototipo de medidor eléctrico inteligente emplea un microcontrolador Freescale® ColdFire® MCF51EM256 para digitalizar señales analógicas, calcular variables eléctricas y controlar todos los procesos que se ejecutan en el medidor. El prototipo cuenta también con un receptor GPS (Parallax® RXM-SG) que le permite realizar mediciones fasoriales sincronizadas, y con un módulo de radiofrecuencia (Digi® XB24-Z7WIT-004) que le brinda la capacidad de enlazarse a redes inalámbricas que operen bajo protocolo ZigBee.

El concentrador de datos es un Gateway ZigBee-Ethernet (Digi® X4-Z11-E-A) que se encarga de crear y coordinar una red de radio local, formada por el prototipo de medidor inteligente y otros sensores con comunicación ZigBee. Simultáneamente, el concentrador enlaza dicha red local a internet a través de su puerto Ethernet. Esta situación permite realizar consultas a los dispositivos dentro de la red local por medio del concentrador de datos, desde cualquier computadora personal o dispositivo móvil que cuente con conexión a internet.

Esta tesis describe detalladamente todos los elementos del sistema de medición ya mencionado como: los algoritmos de medición implementados en el medidor prototipo, la programación de dichos algoritmos en lenguaje C, el diseño de hardware del medidor prototipo, la integración del receptor GPS y el módulo de radiofrecuencia, la programación del concentrador de datos y el desarrollo de la interfaz de control del sistema.

Las pruebas realizadas a dicho sistema permitieron visualizar las lecturas obtenidas por los diferentes dispositivos que integran la red, desde una computadora personal. También se verificó la exactitud del medidor prototipo, comparando las lecturas obtenidas contra las mostradas por una fuente patrón. Dentro de los resultados de dichas pruebas destaca una exactitud de +/-0,2% para valores eficaces de voltaje y corriente.

## ABSTRACT

The smart metering applications are a powerful tool that allows analyzing and managing large systems from a central controlling location. Nowadays, there is a global tendency for adapting these new technologies in an innumerable quantity of applications due to the multiple benefits they offer. Taking this into account, this thesis proposes a metering system with wireless two-way communications that follows the framework of Advanced Metering Infrastructures (AMI). Initially, this thesis poses the state of the art of Electrical Smart Grids (ESG) as well as the place of AMI into ESG. Later, it proposes a metering system which includes a smart electrical meter prototype, several sensors, an aggregator and a basic interface for system controlling.

The proposed smart electrical meter prototype utilizes a Freescale® ColdFire® MCF51EM256 microcontroller for digitalizing analog signals, calculating electrical variables and controlling all meter's processes. In addition, the prototype has a GPS receiver (Parallax® RXM-SG) which provides the capacity to perform synchronized phasor measurements. It also has a radiofrequency module (Digi® XB24-Z7WIT-004) which allows the prototype to join into wireless ZigBee networks.

The aggregator is a ZigBee-Ethernet Gateway (Digi® X4-Z11-EA) that is responsible for creating and coordinating a local radio network formed by the smart electric meter prototype and other sensors with ZigBee communication. Simultaneously, the aggregator connects this local network to internet through the device's Ethernet port. This situation allows performing queries to the devices within the local network through the aggregator, from any computer or mobile device with internet access.

This thesis describes in detail all elements of the aforementioned measurement system such as: the algorithms implemented in the prototype meter, the programming of such measurement algorithms in C language, the hardware design of the prototype meter, the integration of the GPS receiver and the radiofrequency module to the prototype, aggregator's programming and the development of control interface.

Tests on the system allowed visualizing all the readings obtained by the various devices within the network, from a personal computer. The exactitude of the readings obtained by the prototype meter were verified, comparing them against a pattern source. Among the results of such testing stands out an exactitude of  $\pm$ -0,2% for both RMS voltage measurement and RMS current measurement.

## DEDICATORIA

Para esa única persona que ha estado cerca de mí en todo momento, desde el día de mi nacimiento hasta este mismo instante. Siempre lista para regalarme exactamente lo que necesito: una sonrisa, un consejo, un abrazo o hasta un regaño.

Absolutamente todo en esta vida te lo debo a ti. Todo lo que tengo, todo lo que soy, incluso todo aquello que algún día pueda llegar a obtener... es gracias a ti. Eres mi gran inspiración y mi principal motivo para siempre intentar ser una mejor persona.

Seguiré tu ejemplo y tus enseñanzas todos los días de mi vida.

¡¡¡Gracias Mamá!!! Gracias por todo.

## **AGRADECIMIENTOS**

A todos los profesores y personal de apoyo de la SEPI-ESIME-ZACATENCO del Instituto Politécnico Nacional, en especial a mis asesores: Dr. Ricardo Octavio Mota Palomino y Dr. Raúl Cortes Mateos por su ayuda incondicional en la realización de esta tesis.

Al Instituto Politécnico Nacional (IPN), al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) y al Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF) por el apoyo económico brindado a través de diversos programas de becas.

# ÍNDICE

1. INTR	ODUCCIÓN	1
1.1.	Generalidades	1
1.2.	OBJETIVO DE LA TESIS	4
1.3.	JUSTIFICACIÓN	4
1.4.	ESTADO DEL ARTE	5
1.5.	ALCANCE	
1.6.	APORTACIONES	
1.7.	ESTRUCTURA DE LA TESIS	11
2. REDE	S ELÉCTRICAS INTELIGENTES Y SISTEMAS DE MEDICIÓN	13
2.1.	INTRODUCCIÓN	
2.2.	Definición	
2.3.	MODELO CONCEPTUAL DE LA "RED ELÉCTRICA INTELIGENTE"	
2.3.	1. Dominio de Generación	
2.3.	<ol> <li>Dominio de Constantinio</li> <li>Dominio de Transmisión</li> </ol>	
2.3.	3. Dominio de Distribución	
2.3.	4. Dominio de Consumidor	
2.3.	5. Dominio de Operaciones	20
2.3.	6. Dominio de Mercados	22
2.3.	7. Dominio de Proveedor de Servicios	23
2.4.	INFRAESTRUCTURA DE MEDICIÓN AVANZADA	23
2.4.	1. Medidores inteligentes	
2.4.	2. Sistemas de comunicación empleados en AMI	
2.5.	ESTÁNDARES INVOLUCRADOS CON REI	
3. MEDI	CIONES ELÉCTRICAS DE CORRIENTE ALTERNA UTILIZANDO SISTEM	MAS DIGITALES33
3.1.	INTRODUCCIÓN	
3.2.	TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER	34
3.2.	1. DFT por correlación	
3.2.	2. Transformada Rápida de Fourier	
3	.2.2.1. Teorema de Danielson-Lanczos	
3	2.2.2. Factor de Giro	
3	2.2.3. "Operaciones de Mariposa"	
3.3.	ALGORITMOS DE MEDICIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO	41
3.3.	1. Potencia instantánea, energía activa y potencia activa	41
3.3.	2. Valor eficaz	43
3.3.	3. Potencia aparente	44
3.3.	4. Potencia reactiva total	44
3.3.	5. Factor de potencia	45
3.3.	6. Mediciones fasoriales utilizando DFT por correlación	45
3.3.	7. Medición de distorsión armónica total	
3.3.	8. Medición de frecuencia por cruce por cero	47

220		47
3.3.9. 2.4		
3.4. Al	CORTIMOS DE MEDICION EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA	
3.4.1.	Secuencia del algoritmo	
3.5. AN	VALISIS DE ALGORITMOS DE MEDICION	54
3.5.1.	Metodología de prueba	54
3.5.2.	Descripción de la herramienta de simulación de mediciones eléctricas	
3.5.3.	Análisis y simulación de algoritmos	
3.6. Co	DNCLUSIONES	72
DESCRIP	CIÓN, DISEÑO E INTEGRACIÓN DEL HARDWARE	75
4.1. Dr	ESCRIPCIÓN DEL HARDWARE	75
4.1.1.	Tarjeta DEMOEM	75
4.1.2.	Fuente de poder	77
4.1.3.	Transformador de Corriente	
4.1.4.	Receptor GPS.	
4.1.5.	Módulo de radiofrecuencia XBee-ZB	
4.1.6.	XBee Smart Plug	
4.1.7.	XBee Sensor	
4.1.8.	Digi's XStick-ZB	
4.1.9.	Concentrador de datos	
4.2. DI	SEÑO DE CIRCUITOS DE ADECUACIÓN	
421	Regulación de voltaie	83
422	Circuitos de adecuación de señal	
4 2 2	1 Voltaje de desplazamiento	
4 2 2	<ol> <li>Circuito de adecuación de voltaie</li> </ol>	86
4.2.2	<ol> <li>Circuito de adecuación de corriente</li> <li>Circuito de adecuación de corriente</li> </ol>	
43 IN	TEGRACIÓN DEL HARDWARE	92
431	Tarieta de Adecuación de Señales	93
431	1 Distribución de componentes	94
432	Integración del recentor GPS	
132	Integración del Módulo XBee-7B	97
4.3.3.	Encamble del medidor prototino inteligente (MPI)	
4.3.4.	Ensanole del medidor prototipo intengente (MF1)	
SOFTWA	RE DEL SISTEMA DE MEDICIÓN	
5.1. IN	TRODUCCIÓN	
5.2. Sc	FTWARE DEL MEDIDOR PROTOTIPO INTELIGENTE (MPI)	
5.2.1.	Inicialización y configuración del MCU y sus periféricos empleando PE	
5.2.1.	1. Configuración del CPU	
5.2.1.	2. Configuración del PDB	105
5.2.1.	3. Configuración del ADC	
5.2.1.	4. Configuración del PRACMP	
5.2.1.	5. Configuración del SCI	
5.2.1.	6. Configuración del temporizador MTIM1	
	7. Configuración de interrupción externa	
5.2.1.		
5.2.1. 5.2.1.	8. Configuración de entradas y salidas de propósito general	
5.2.1. <sup>*</sup> 5.2.1. 5.2.2.	<ol> <li>Configuración de entradas y salidas de propósito general</li> <li>Programa principal</li> </ol>	

5.2.2.2.	Inicialización de acumuladores de energía	
5.2.2.3.	Subrutina de mediciones eléctricas	
5.2.3.	Funciones de cálculos auxiliares	
5.2.3.1.	Valor inicial para raíz cuadrada	
5.2.3.2.	Raíz cuadrada	
5.2.3.3.	Protección de memoria del IRTC	
5.2.4.	Funciones de algoritmos de medición en el dominio del tiempo	
5.2.4.1.	Cálculo de Valores Eficaces	
5.2.4.2.	Energía Activa	
5.2.4.3.	Sumatoria Total de Energía	
5.2.4.4.	Triangulo de Potencia	
5.2.4.5.	Frecuencia	
5.2.5.	Funciones de algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia	
5.2.5.1.	Cálculo de espectro de frecuencia	
5.2.5.2.	Valores eficaces en el dominio de la frecuencia	
5.2.5.3.	Ángulos de fase	
5.2.5.4.	Distorsión Armónica Total	
5.2.5.5.	Tetraedro de Potencia	
5.2.6.	Programa de eventos	
5.2.6.1.	Interrupciones del PDB	
5.2.6.2.	Interrupción del PRACMP2	
5.2.6.3.	Interrupción del IRQ	
5.2.6.4.	Interrupción del MTIM1	
5.2.6.5.	Interrupciones del SCI2	
5.2.6.6.	Interrupciones del SCI3	
5.2.7.	Funciones de manejo de información	
5.2.7.1.	Funciones de escalamiento de mediciones	
5.2.7.2.	Función de manejo del LCD	
5.2.7.3.	Subrutina de manejo del modulo XBee	
5.3. SOF	TWARE DEL MODULO XBEE-ZB	
5.3.1.	Selección y programación del firmware	
5.3.2.	Configuración de parámetros de red	
5.4. Sof	TWARE DEL CONCENTRADOR DE DATOS	
5.4.1.	Configuración inicial del concentrador	
5.4.2.	Programación del concentrador y dispositivos ZigBee	
6. PRUEBAS	AL SISTEMA DE MEDICIÓN	
6.1 INTI	RODUCCIÓN	169
62 CAL	IBRACIÓN DE DESEASAMIENTO DE SEÑAL DE CORRIENTE DERIDO AL $TC$	170
6.2. CAI	AL AMIENTO DE MEDICIONES	170
0.3. ESC	Eastlantiente de mediciones	
6.3.1.	Escalamiento de voltaje eficaz	
6.3.2.	Escalamiento de corriente encaz	
6.5.3.	Escalamiento de potencia activa	
6.4. PRU	IEBAS DE EXACTITUD	
6.4.1.	Voltaje eficaz	
6.4.2.	Corriente eficaz	
6.4.3.	Triangulo de potencia	
6.4.3.1.	Análisis de exactitud de potencia activa	

6.4.3.2.	Análisis de exactitud de potencia reactiva	200
6.4.3.3.	Análisis de exactitud de potencia aparente	
6.4.3.4.	Análisis de exactitud de factor de potencia	
6.4.4.	Desfasamiento entre ángulos de voltaje y corriente	
6.4.5.	Energía activa	
6.4.6.	Frecuencia	
6.4.7.	Mediciones no probadas	
6.5. Pru	EBAS FUNCIONALES DE COMUNICACIÓN	205
7. CONCLUS	ONES Y RECOMENDACIONES	
7.1. Con	CLUSIONES	
7.2. APO	RTACIONES	
7.3. REC	DMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS	
REFERENCL	<b>\S</b>	215
ESTUDIO APÉNDICE B	CÓDIGO FUENTE DE HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN DE MEDICI	
ELÉCTRICA	S	
APÉNDICE C	CÁLCULO DEL ESPECTRO DE FRECUENCIA UTILIZANDO LA FFT	247
APÉNDICE D	DESCRIPCIÓN DEL MICROCONTROLADOR MCF51EM256 Y SUS PE	RIFÉRICOS253
APÉNDICE E	DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE COMUNICACIÓN	
APÉNDICE F	DIAGRAMAS ESQUEMÁTICOS Y ARCHIVOS GERBER	
APÉNDICE G	SOFTWARE DEL MEDIDOR PROTOTIPO	

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Esquema del sistema de medición propuesto.	3
Figura 2. 1 Diagrama demostrativo de red eléctrica inteligente	15
Figura 2.2 Modelo conceptual de NIST sobre la REI.	16
Figura 2.3 Modelo conceptual de NIST, dominio de generación.	17
Figura 2.4 Modelo conceptual de NIST, dominio de transmisión.	18
Figura 2.5 Modelo conceptual de NIST, dominio de distribución	19
Figura 2.6 Modelo conceptual de NIST, dominio del consumidor	20
Figura 2.7 Modelo conceptual de NIST, dominio de operaciones.	21
Figura 2.8 Modelo conceptual de NIST, dominio de mercados.	22
Figura 2.9 Modelo conceptual de NIST, dominio de servicios	23
Figura 2.10 Evolución de los sistemas de medición.	24
Figura 2.11 Evolución de los sistemas de medición hacia la REI.	25
Figura 2.12 Esquema básico de medidor digital	26
Figura 2.13 Esquema de comunicaciones en sistemas AMI.	28
Figura 3.1 Teorema de Danielson-Lanczos aplicado a una señal de 16 puntos	
Figura 3.2 Redundancia y simetría del factor de giro	39
Figura 3.3 Diagrama de mariposa básico.	40
Figura 3.4 Diagrama de mariposa de 3 etapas para señal de 8 puntos	40
Figura 3.5 Esquema de cálculo de algoritmos en el dominio del tiempo	48
Figura 3.6 Tetraedro de potencia	52
Figura 3.7 Esquema de cálculo de algoritmos en el dominio de la frecuencia	53
Figura 3.8 Diagrama de flujo de herramienta de cálculo desarrollada en MATLAB	56
Figura 3.9 Diagrama de flujo de algoritmo de cálculo de la FFT.	57
Figura 3.10 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en primer caso de estudio	58
Figura 3.11 Contenido armónico del primer caso calculado con FFT a 64 muestras	59
Figura 3.12 Tetraedro de potencia del primer caso de estudio	60
Figura 3.13 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en el segundo caso de estudio	61
Figura 3.14 Contenido armónico del segundo caso calculado con FFT de 64 muestras.	62
Figura 3.15 Tetraedro de potencia del segundo caso de esudio.	63
Figura 3.16 Formas de onda de voltaje v corriente empleadas en tercer caso de estudio.	64
Figura 3.17 Contenido armónico del tercer caso calculado con FFT de 64 muestras.	64
Figura 3.18 Tetraedro de potencia del tercer caso de estudio.	65
Figura 3.19 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en cuarto caso de estudio	66
Figura 3.20 Contenido armónico del cuarto caso calculado con FFT de 64 muestras.	67
Figura 3.21 Tetraedro de potencia del cuarto caso de estudio.	68
Figura 3.22 Formas de onda de voltaje v corriente empleadas en el aujnto caso de estudio	69
Figura 3.23 Contenido armónico incorrecto del quinto caso calculado con FFT de 64 muestras.	
Figura 3.24 Contenido armónico correcto del quinto caso calculado con FFT de 256 muestras	
Figura 3.25 Tetraedro de potencia del quinto caso de estudio.	72
Figura 4.1 Vista superior de la tarjeta DEMOEM	77

Figura 4.2 Fuente de poder KPS5-12	77
Figura 4.3 Transformador de corriente Amveco AC1050.	78
Figura 4.4 Receptor GPS Parallax RXM-SG.	79
Figura 4.5 Módulo XBee XB24-Z7WIT-004	80
Figura 4.6 XBee Smart Plug XR-Z14-CW2P6	81
Figura 4.7 XBee Smart Sensor XS-Z16-CB1R	81
Figura 4.8 Digi's XStick-ZB XU-Z11.	82
Figura 4.9 Connect Port X4 ZigBee - Ethernet X4-Z11-E-A	83
Figura 4.10 Circuito de regulación de voltaje de la tarjeta de adecuación de señales.	84
Figura 4.11 Circuito de regulación de voltaje de la tarjeta DEMOEM.	84
Figura 4.12 Voltaje de desplazamiento sumado a una señal de corriente alterna	
Figura 4.13 Circuito divisor de voltaje.	
Figura 4.14 Circuito divisor de voltaje con voltaje de offset.	
Figura 4.15 Circuito divisor de voltaje con voltaje de offset y filtro pasa bajos	
Figura 4.16 Circuito completo de adecuación de voltaje	
Figura 4.17 Secundario del TC modelado como fuente de corriente en serie con resistencia de burden	90
Figura 4.18 Circuito básico de adecuación de corriente.	91
Figura 4.19 Formas de onda en circuito de adecuación de señal con offset de 1.65V <sub>CD</sub>	92
Figura 4.20 Circuito de adecuación de corriente.	92
Figura 4.21 Diseño de tarieta de adecuación de señal.	93
Figura 4.22 Zonas de la tarjeta de adecuación de señales.	94
Figura 4.23 Diagrama de conexiones. Módulo GPS	
Figura 4.24 Diagrama de conexiones. Módulo Xbee ZB	97
Figura 4.25 Conector 2X25 con locación J3 en tarjeta de adecuación.	
Figura 4.26 Esquema del hardware del MPI.	99
Figura 5.1 Esquema de pines y periféricos del MCU MCF51EM256	103
Figura 5.2 Parámetros de configuración del CPU.	105
Figura 5.3 Parámetros de configuración del PDB	107
Figura 5.4 Parámetros de configuración del ADC1.	108
Figura 5.5 Parámetros de configuración del PRACMP2	109
Figura 5.6 Parámetros de configuración del SCI2.	110
Figura 5.7 Parámetros de configuración del temporizador MTIM1	111
Figura 5.8 Parámetros de configuración de interrupción externa	111
Figura 5.9 Parámetros de configuración del componente PB1.	112
Figura 5.10 Diagrama de flujo del programa principal.	115
Figura 5.11 Diagrama de flujo del programa de mediciones eléctricas.	117
Figura 5.12 Diagrama de actividades del programa de mediciones eléctricas.	120
Figura 5.13 Diagrama de flujo de la función de valor inicial ASM_FF1.	122
Figura 5.14 Diagrama de flujo de la función SquareRoot()	123
Figura 5.15 Diagrama de flujo de la función RMS_calc().	125
Figura 5.16 Diagrama de flujo de la función Energy_Calc().	126
Figura 5.17 Diagrama de flujo de la función Energy_Calc().	127
Figura 5.18 Diagrama de flujo de la función Power_Calc().	128
Figura 5.19 Diagrama de flujo de función zeros().	130
Figura 5.20a Diagrama de flujo del algoritmo de reordenamiento por bit invertido de la función FFT()	133

Figura 5.20b Diagrama de flujo del algoritmo de operaciones de mariposa de la función FFT()	134
Figura 5.21 Diagrama de flujo de la función RMS_FFT()	135
Figura 5.22 Diagrama de flujo de la función Phase_Angle( )	
Figura 5.23a Diagrama de flujo de la función POWER_FFT(),	140
Figura 5.23b Diagrama de flujo del proceso Tetraedro de Potencia de la función POWER_FFT()	140
Figura 5.24 Diagrama de flujo de la función de interrupción del bloque de retardos programables	142
Figura 5.25 Diagrama de flujo de la función TI1_OnInterrupt()	145
Figura 5.26 Diagrama de flujo de la función GPS_OnRxChar().	147
Figura 5.27 Diagrama de flujo de la función Xbee_OnRxChar().	148
Figura 5.28 Diagrama de flujo de la función Xbee_OnTxChar().	149
Figura 5.29 Diagrama de flujo de la función general de escalamiento	152
Figura 5.30 Diagrama de flujo de función show_in_display()	154
Figura 5.31 Tarjeta XBIB-R-DEV recibiendo al modulo Xbee	159
Figura 5.32 Programación de firmware y parámetros de la red ZigBee	160
Figura 5.33 Configuración de red en computadora personal.	
Figura 5.34 Configuración de dirección IP a través de Digi Device Discovery	163
Figura 5.35 Configuración de servidor DNS.	163
Figura 5.36 Listado de dispositivos ZigBee enlazados al gateway	164
Figura 5.37 Parámetros de configuración del Smart Plug.	165
Figura 5.38 Interfaz de gestión de red de dispositivos.	167
Figura 6.1 Calibración del desfasamiento de señal de corriente en la fase A	171
Figura 6.2 Desfasamiento entre señales de voltaje y corriente debido al TC	172
Figura 6.3 Lecturas de voltaje eficaz sin escalar calculadas con ADT	176
Figura 6.4 Lecturas de voltaje eficaz sin escalar calculadas con ADF	178
Figura 6.5 Lecturas de corriente eficaz sin escalar calculadas con ADT	
Figura 6.6 Lecturas de corriente eficaz sin escalar calculadas con ADF	
Figura 6.7 Lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADT	
Figura 6.8 Lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADF	190
Figura 6.9 Exactitud de medición de voltaje eficaz en fases A, B y C con ADT y ADF	193
Figura 6.10 Exactitud de medición de corriente eficaz en fases A, B y C con ADT y ADF	195
Figura 6.11 Exactitud de medición de potencia activa en fases A, B y C con ADT y ADF	199
Figura 6.12 Exactitud de medición de potencia reactiva en fases A, B y C con ADT y ADF.	200
Figura 6.13 Exactitud de medición de potencia aparente en fases A, B y C con ADT y ADF	201
Figura 6.14 Exactitud de medición de factor de potencia en fases A, B y C con ADT y ADF	202
Figura 6.15 Exactitud de medición de ángulo de desfasamiento entre voltaje y corriente	203
Figura C.1a Señales continuas de voltaje y corriente	247
Figura C.1b Mismas señales discretizadas a 8 muestras	247
Figura D.1 Periféricos del MCF51EM256	254
Figura D.2 Módulo ICS	255
Figura D.3 ICSOUT y BUSCLK.	256
Figura D.4 Esquema a bloques del PDB	257
Figura D.5 Circuito de muestreo/retención.	260
Figura D.6 Comparador analógico de referencia programable	262

Figura E.1 ZigBee vs. Wi-Fi vs. Bluetooth	265
Figura E.2 Red ZigBee mallada	266
Figura F.1 Vista superior e inferior de tarjeta DEMOEM	269
Figura F.2 Esquemáticos DEMOEM 1/10. Pines del microcontrolador	270
Figura F.3 Esquemáticos DEMOEM 2/10. Circuito de potencia	271
Figura F.4 Esquemáticos DEMOEM 3/10. Microcontrolador MC9S08QE8	272
Figura F.5 Esquemáticos DEMOEM 5/10. RS-232 & SPI	273
Figura F.6 Esquemáticos DEMOEM 6/10. LCD & interfaces de usuario	274
Figura F.7 Esquemáticos DEMOEM 7/10. Interface IR	275
Figura F.8 Esquemáticos DEMOEM 8/10. BDM & Reset	276
Figura F.9 Esquemáticos DEMOEM 9/10. RTC	277
Figura F.10 Esquemáticos DEMOEM 10/10. Interface IR. Touch Pad	278
Figura F.11 Vista superior e inferior de la tarjeta de adecuación de señales	279
Figura F.12 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 1/4. Circuitos de adecuación de corriente	280
Figura F.13 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 2/4. Módulos Xbee & GPS	281
Figura F.14 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 3/4. Fuente de poder y reguladores de voltaje	282
Figura F.15 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 4/4. Circuitos de adecuación de voltaje	283
Figura F.16 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 1/10. "Keep Out Layer"	284
Figura F.17 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 2/10. "Top Layer"	285
Figura F.18 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 3/10. "Bottom Layer"	286
Figura F.19 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 4/10. "Top Overlayer"	287
Figura F.20 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 5/10. "Bottom Overlayer"	288
Figura F.21 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 6/10. "Top Solder"	289
Figura F.22 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 7/10. "Bottom Solder"	290
Figura F.23 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 8/10. "Drill Drawing"	291
Figura F.24 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 9/10. "Drill Guide"	292
Figura F.25 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 10/10. "All Layer"	293

# LISTA DE TABLAS

Tabla 2.2 Ventajas de la instalación de medidores inteligentes.27Tabla 2.3 Tecnologías empleadas en redes HAN, LAN y WAN en sistemas AMI o REI.29Tabla 2.4 Estándares relacionados con REI.31Tabla 3.1 Reordenamiento de muestras por bit inverso.39Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.59Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.66Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.67
Tabla 2.3 Tecnologías empleadas en redes HAN, LAN y WAN en sistemas AMI o REI.29Tabla 2.4 Estándares relacionados con REI.31Tabla 3.1 Reordenamiento de muestras por bit inverso.39Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.59Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.67
Tabla 2.4 Estándares relacionados con REI.31Tabla 3.1 Reordenamiento de muestras por bit inverso.39Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.59Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.67
Tabla 3.1 Reordenamiento de muestras por bit inverso.39Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.59Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.67
Tabla 3.1 Reordenamiento de muestras por bit inverso.39Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.59Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.69
Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.59Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.67
Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.61Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.69
Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.62Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.69
Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.65Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.66Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.69
Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio
Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio67Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio
Tabla 3.8 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del quinto caso de estudio.       69
Tabla 3.9 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del quinto caso de estudio
Tabla 4.1 Voltajes del MPI
Tabla 4.2 Composición de un mensaje RMC96
Tabla 5.1 Parámetros de ADC que presentan cambios entre convertidores.       106
Tabla 5.2 Parámetros de comunicación asíncrona serial requeridos.       109
Tabla 5.3 Parámetros del resto de los pines GPIO.    112
Tabla 5.4 Variables globales del programa principal113
Tabla 5.5 Variables locales del programa de mediciones eléctricas.    114
Tabla 5.6 Actividades por ciclo de la subrutina de mediciones.    118
Tabla 5.7 Variables locales de la función SquareRoot( ).    123
Tabla 5.8 Variables locales de la función RMS_calc( ).    125
Tabla 5.9 Variables locales de la función Energy_Calc( ).    126
Tabla 5.10 Variables locales de la función zeros( ).    129
Tabla 5.11 Variables locales de la función FFT().    132
Tabla 5.12 Variables locales de la función RMS_FFT( ).    135
Tabla 5.13 Variables locales de la función Phase_Angle( ).    136
Tabla 5.14 Variables locales de la función Power_FFT().    139
Tabla 5.15 Buffers de muestras y registros involucrados143
Tabla 5.16 Variables globales que modifica la función GPS_EXT_ISR( ).       144
Tabla 5.17 Interpretación del programa principal ante la activación del algún botón.         153
Tabla 5.18 Comandos que soporta el MPI por radio.    155
Tabla 5.19 Configuración de Gateway X4 y módulos de radio.    166
Tabla 6.1 Resultados de medición de factor de potencia en fase A.    173
Tabla 6.2 Lecturas de voltaje eficaz sin escalar calculadas con ADT175
Tabla 6.3 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de voltaje eficaz con ADT177
Tabla 6.4 Lecturas de voltaje eficaz sin escalar calculadas con ADF177
Tabla 6.5 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de voltaje eficaz con ADF179

-

Tabla 6.6 Lecturas de corriente eficaz sin escalar calculadas con ADT	180
Tabla 6.7 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de corriente eficaz con ADT	
Tabla 6.8 Lecturas de corriente sin escalar calculadas con ADF.	
Tabla 6.9 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de corriente eficaz con ADF	
Tabla 6.10 Lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADT.	
Tabla 6.11 Parámetros de regresión lineal para medición de potencia activa con ADT	
Tabla 6.12 Lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADF	
Tabla 6.13 Parámetros de regresión lineal para medición de potencia activa con ADF.	191
Tabla 6.14 Resultados de mediciones de voltaje eficaz y error relativo utilizando ADT	192
Tabla 6.15 Resultados de mediciones de voltaje eficaz y error relativo utilizando ADF	192
Tabla 6.16 Media, varianza v desviación estándar del error porcentual de la medición de voltaie eficaz	194
Tabla 6.17 Resultados de mediciones de corriente eficaz y error porcentual utilizando ADT.	194
Tabla 6.18 Resultados de mediciones de corriente eficaz y error porcentual utilizando ADF.	194
Tabla 6.19 Media, varianza v desviación estándar del error porcentual de la medición de corriente eficaz	196
Tabla 6.20 Resultados de mediciones de potencia calculadas con ADT y error porcentual	197
Tabla 6.21 Resultados de mediciones de potencia calculadas con ADF y error porcentual.	198
Tabla 6.22 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de potencia activa	200
Tabla 6.23 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de potencia reactiva	201
Tabla 6.24 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de potencia aparente	202
Tabla 6.25 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual del factor de potencia.	203
Tabla 6.26 Pruebas de medición de ángulo de desfasamiento entre voltaje y corriente	203
Tabla 6.27 Pruebas de medición de energía activa	204
Tabla 6.28 Respuesta de los comandos que soporta el MPI por radio.	205
Tabla A.1 Contenido armónico de la señal de voltaje en forma polar y rectangular del caso 1	219
Tabla A.2 Contenido armónico de la señal de corriente en forma polar y rectangular del caso 1	220
Tabla A.3 Resumen de mediciones del caso 1.	222
Tabla A.4 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 1	222
Tabla A.5 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 1	222
Tabla A.6 Contenido armónico de señal de la voltaje del caso 2	223
Tabla A.7 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 2	223
Tabla A.8 Resumen de mediciones del caso 2	226
Tabla A.9 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 2	226
Tabla A.10 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 2	226
Tabla A.11 Contenido armónico de la señal de voltaje en forma polar y rectangular del caso 3	227
Tabla A.12 Contenido armónico de la señal de corriente en forma polar y rectangular del caso 3	227
Tabla A.13 Resumen de mediciones del caso 3	229
Tabla A.14 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 3	230
Tabla A.15 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 3	230
Tabla A.16 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 4	230
Tabla A.17 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 4	230
Tabla A.18 Resumen de mediciones del caso 4	233
Tabla A.19 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 4	233
Tabla A.20 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 4	234
Tabla A.21 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 5	234
Tabla A.22 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 5	235

Tabla A.23 Resumen de mediciones del caso 5	238
Tabla A.24 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 5	238
Tabla A.25 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 5.	238
Tabla C.1 Valores discretos de señales de voltaje y corriente	248
Tabla C.2 Muestras de voltaje originales	248
Tabla C.3 Muestras de voltaje reordenadas	248
Tabla C.4 Muestras de corriente originales	248
Tabla C.5 Muestras de corriente reordenadas	248
Tabla C.6 Cálculos de primera etapa de FFT de señal de voltaje. Mariposas con dos elementos	249
Tabla C.7 Cálculos de segunda etapa de FFT de señal de voltaje. Mariposas con cuatro elementos	249
Tabla C.8 Cálculos de tercera etapa de FFT de señal de voltaje. Mariposas con ocho elementos	249
Tabla C.9 Cálculos de primera etapa de FFT de señal de corriente. Mariposas con dos elementos	250
Tabla C.10 Cálculos de segunda etapa de FFT de señal de corriente. Mariposas con cuatro elementos	251
Tabla C.11 Cálculos de tercera etapa de FFT de señal de corriente. Mariposas con ocho elementos	251
Tabla C.12 Espectro de frecuencia de la señal de corriente.	251
Tabla D.1 Configuración del ADC	260

# **ABREVIATURAS Y NOMENCLATURA**

ADC	"Analog-Digital Converter" (convertidor analógico-digital).
ADF	Algoritmos en el Dominio de la Frecuencia.
ADT	Algoritmos en el Dominio del Tiempo.
AMI	"Advanced Metering Infrastructure" (infraestructura de medición avanzada).
AMR	"Automated Meter Reading" (lectura automática de medidores).
ANSI	"American National Standards Institute".
API	"Application Programming Interface" (interfaz de programación de aplicaciones).
CPU	"Central Processing Unit" (unidad central de procesamiento).
DEMOEM	Tarjeta demostrativa de mediciones eléctricas.
DFT	"Discrete Fourier Transformation" (transformada discreta de Fourier).
DHCP	"Dynamic Host Configuration Protocol".
DSP	"Digital Signal Processing" (procesamiento o procesador de señales digitales).
ETP	"European Technology Platform" (plataforma tecnológica europea).
EPRI	"Electric Power Research Institute" (Instituto de Investigación de Potencia Eléctrica).
ERI	"Energy Research Initiative" (Iniciativa de Investigación en Energía).
FFT	"Fast Fourier Transformation" (transformada rápida de Fourier).
GPIO	"General Purpose Input / Output" (entrada / salida de propósito general).
HAN	"Home Area Network" (red de área de casa/habitación).
HSME	Herramienta de Simulación de Mediciones Eléctricas.
ICS	"Internal Clock Source" (fuente de reloj interno).
IEC	"International Electrotechnical Commission" (Comisión Electrotécnica Internacional).
IEEE	"Institute of Electrical and Electronics Engineers" (Instituto de Ingenieros en Electricidad
	y Electrónica).
IP	"Internet Protocol" (protocolo de internet).
IRTC	"Independent Real Time Clock" (reloj independiente de tiempo real).
ISO	"International Organization for Standardization" (Organización internacional de
	estandarización).
ITU	"International Telecommunication Union" (unión internacional de telecomunicaciones
LAN	"Local Area Network" (Red de Área Local).
LCD	"Liquid Cristal Display" (pantalla de cristal liquido.
MAC	"Media Access Control" (control de acceso al medio).
MCU	Microcontrolador.
MPI	Medidor Prototipo Inteligente.
MTIM	"Modulo Timer".
NMEA	"National Marine Electronic Association" (Asociación Nacional de Electrónica Marina).
NIST	"National Institute of Standards and Technology" (Instituto Nacional de Estándares y
	Tecnología).
N-PLC	"Narrowband Power Line Communication" (comunicación de banda estrecha por cable eléctrico).
OFDM	"Orthogonal Frequency-Division Multiplexing" (multiplexación por división de frecuencias ortogonales).

PDB	"Programmable Delay Block" (bloque de retardos programables).
PE	"Processor Expert" (procesador experto).
PRACMP	"Programmable Reference Analog Comparator" (comparador analógico de referencia
	programable).
REI	Red Eléctrica Inteligente.
RMC	"Recommended Minimum Specific GNSS Data".
RMS	"Root Mean Square" (valor eficaz).
SCI	"Serial Communication Interface" (interfaz de comunicación serial)
SRC	"Semiconductor Research Corporation" (Corporación de investigación en
Sile	semiconductores)
SED	Sistema Eléctrico de Potencia
SMD	Sistema de Madición Propuesto
SIVIE	Sistema de Medición Flopuesto.
SPI	Serial Peripheral Interface (Interfaz periferica serial).
TAS	Tarjeta de Adecuación de Senales.
TC	Transformador de Corriente.
TCP	"Transmission Control Protocol" (Protocolo de Control de Transmisión).
THD	"Total Harmonic Distortion" (distorsión armónica total).
TWACS	"Two-Way Automatic Communication System" (sistema de comunicación automática
	bidireccional).
WAN	"Wide Area Network" (red de área amplia).
WPAN	"Wireless Personal Area Network" (red inalámbrica de área personal).
F(n)	Sañal an al dominio da la fraguancia
1(11)	Senai en el dominio de la necuencia.
x(k)	Señal discreta en el dominio del tiempo.
x(k) p(t)	Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea.
$ \begin{array}{l} x(k) \\ p(t) \\ v(t) \end{array} $	Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno.
x(k) = p(t) = v(t) = v(t) = v(t) v(t) = i(t) = v(t) = v(t) = v(t)	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna.
x(k) p(t) v(t) i(t) $t_1$	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial.
	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final.
	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua.
	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Pariodo de la función
	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función.
	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas
$     x(k)      p(t)      v(t)      i(t)      t_1      t_2      x(t)      x[n]      T      N      k, n      W_n      W      T      W      X  $	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de siro de la transformada rápida de Fourier
	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa.
$     \begin{aligned}       x(k) \\       p(t) \\       v(t) \\       i(t) \\       t_1 \\       t_2 \\       x(t) \\       x[n] \\       T \\       N \\       k, n \\       W_N^n \\       E_{act} \\       E_R   \end{aligned} $	Señal en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva.
$     \begin{aligned}       x(k) \\       p(t) \\       v(t) \\       i(t) \\       t_1 \\       t_2 \\       x(t) \\       x[n] \\       T \\       N \\       k, n \\       W_N^n \\       E_{act} \\       E_R \\       X_{RMS}     \end{aligned} $	Señal en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz.
$     \begin{aligned}             x(k) \\             p(t) \\             v(t) \\             i(t) \\             t_1 \\             t_2 \\             x(t) \\             x[n] \\             T \\             N \\           $	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz.
$     \begin{aligned}             x(k) & p(t) \\             v(t) & \\             i(t) & \\             t_1 & \\             t_2 & \\             x(t) & \\             x[n] & \\             T & \\             N & \\             k, n & \\             W_N^n & \\             E_{act} & \\             E_R & \\             X_{RMS} & \\             V_{RMS} & \\             I_{RMS} & \\             I_{RMS}         $	Señal circer dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Corriente eficaz.
$     \begin{aligned}             x(k) \\             p(t) \\             v(t) \\             i(t) \\             t_1 \\             t_2 \\             x(t) \\             x[n] \\             T \\             N \\           $	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Corriente eficaz. Potencia activa.
$ \begin{array}{c} x(k) \\ p(t) \\ v(t) \\ i(t) \\ t_1 \\ t_2 \\ x(t) \\ x[n] \\ T \\ N \\ k, n \\ W_n^n \\ E_{act} \\ E_R \\ X_{RMS} \\ V_{RMS} \\ I_{RMS} \\ P \\ Q \end{array} $	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Corriente eficaz. Potencia activa. Potencia reactiva.
$ \begin{array}{l} x(k) \\ p(t) \\ v(t) \\ i(t) \\ t_1 \\ t_2 \\ x(t) \\ x[n] \\ T \\ N \\ k,n \\ W_n^N \\ E_{act} \\ E_R \\ X_{RMS} \\ V_{RMS} \\ I_{RMS} \\ P \\ Q \\ Q' \end{array} $	Señal discreta en el dominio de la frecuencia. Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Corriente eficaz. Potencia activa. Potencia reactiva total.
$ \begin{array}{c} x(k) \\ p(t) \\ v(t) \\ i(t) \\ t_1 \\ t_2 \\ x(t) \\ x[n] \\ T \\ N \\ k, n \\ W_N^n \\ E_{act} \\ E_R \\ X_{RMS} \\ V_{RMS} \\ I_{RMS} \\ P \\ Q \\ Q' \\ D \\ \tilde{-} \\ \end{array} $	Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Voltaje eficaz. Potencia activa. Potencia reactiva.
$ \begin{array}{l} x(k) \\ p(t) \\ v(t) \\ i(t) \\ t_1 \\ t_2 \\ x(t) \\ x[n] \\ T \\ N \\ k, n \\ W_N^n \\ E_{act} \\ E_R \\ X_{RMS} \\ V_{RMS} \\ I_{RMS} \\ P \\ Q \\ Q' \\ D \\ S_{PQ} \\ \end{array} $	Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Voltaje eficaz. Potencia activa. Potencia reactiva. Potencia reactiva.
$ \begin{array}{l} x(k) \\ p(t) \\ v(t) \\ i(t) \\ t_1 \\ t_2 \\ x(t) \\ x[n] \\ T \\ N \\ k,n \\ W_n^N \\ E_{act} \\ E_R \\ X_{RMS} \\ V_{RMS} \\ I_{RMS} \\ P \\ Q \\ Q' \\ D \\ S_{PQ} \\ S \\ c \\ \end{array} $	Señal discreta en el dominio del tiempo. Potencia instantánea. Señal de voltaje alterno. Señal de corriente alterna. Tiempo inicial. Tiempo final. Señal periódica continua. Función periódica en tiempo discreto. Periodo de la función. Número de muestras en un periodo de señal. Índices de señales discretas. Factor de giro de la transformada rápida de Fourier. Energía activa. Energía reactiva. Valor eficaz. Voltaje eficaz. Voltaje eficaz. Potencia activa. Potencia reactiva. Potencia reactiva total. Potencia compleja. Potencia aparente.

fort	Factor de distorsión
fn	Factor de potencia.
THD	Distorsión Armónica Total.
$f_{s}$	Frecuencia de la señal.
$f_m$	Frecuencia de muestreo del convertidor analógico-digital.
N <sub>0</sub>	Número de muestras entre ceros.
$V_{RE}(k)$	Parte real del fasor de voltaje eficaz del armónico k.
$V_{IM}(k)$	Parte imaginaria del fasor de voltaje eficaz del armónico k.
$I_{RE}(k)$	Parte real del fasor de corriente eficaz del armónico k.
$I_{IM}(k)$	Parte imaginaria del fasor de corriente eficaz del armónico k.
α	Ángulo de fase de la señal de voltaje.
β	Ángulo de fase de la señal de corriente.
$\theta$	Ángulo entre los vectores de potencia activa y potencia compleja.
λ	Ángulo entre los vectores de potencia compleja y potencia aparente.
$\varphi$	Ángulo entre los vectores de potencia activa y potencia aparente.
$V_1$	Amplitud de la componente fundamental de la señal de voltaje.
$\omega_{v1}$	Frecuencia angular de la componente fundamental de la señal de voltaje.
$arphi_{\scriptscriptstyle V1}$	Ángulo de fase de la componente fundamental de la señal de voltaje.
$V_2$	Amplitud del segundo armónico de la señal de voltaje.
$\omega_{v2}$	Frecuencia angular del segundo armónico de la señal de voltaje.
$arphi_{\scriptscriptstyle V2}$	Angulo de fase del segundo armónico de la señal de voltaje.
$V_n$	Amplitud del enésimo armónico de la señal de voltaje.
$\omega_{vn}$	Frecuencia angular del enésimo armónico de la senal de voltaje.
$\varphi_{vn}$	Angulo de fase del enesimo armonico de la senal de voltaje.
$I_1$	Amplitud de la componente fundamental de la senal de corriente.
$\omega_{i1}$	Á noulo de face de la componente fundamental de la señal de corriente.
$\psi_{i1}$	Anguio de fase de la componente fundamental de la señal de corriente.
12 (c)::2	Eraquancia angular del segundo armónico de la señal de corriente.
$\omega_{12}$	Á ngulo de fase del segundo armónico de la señal de corriente.
$\psi_{12}$	Amplitud del enésimo armónico de la señal de corriente
	Frecuencia angular del enésimo armónico de la señal de corriente
(Oin	Ángulo de fase del enésimo armónico de la señal de corriente.
<i>φ</i> <sup>m</sup> R <sub>P</sub>	Resistencia de Burden.
VDEED	Voltaie de desplazamiento
$S_{CA}(t)$	Señal de corriente alterna atenuada.
$S_{CD}(t)$	Señal de corriente directa.
ω	Frecuencia angular.
$X_{ m E}$	Valor escalado.
$X_{\rm SE}$	Valor sin escalar.
F	Factor de escalamiento ideal
$F_V$	Factor ideal de escalamiento de medición de voltaje.
$F_I$	Factor ideal de escalamiento de medición de corriente.
$F_{P}$	Factor ideal de escalamiento de medición de potencia activa.
$F_E$	Factor ideal de escalamiento de medición de energía.
G	Factor de ganancia.
$G_V$	Factor de ganancia para escalamiento de medición de voltaje.
$G_I$	Factor de ganancia para escalamiento de medición de corriente.
$G_P$	Factor de ganancia para escalamiento de medición de potencia.
$G_E$	Factor de ganancia para escalamiento de medición de energía.

- ŷ Ecuación de la recta de regresión lineal,
- $egin{smallmatrix} eta_0\ eta_1 \end{split}$ Estimador de regresión lineal (término independiente de la ecuación de la recta).
- Estimador de regresión lineal (pendiente de la ecuación de la recta).
- $\overline{y}$  $\overline{x}$ Media de la variable dependiente.
- Media de la variable independiente.

# Capítulo 1 Introducción

#### 1.1. Generalidades

A nivel mundial, la mayor parte del sistema eléctrico de potencia existente fue diseñado y construido hace alrededor de 50 años. Mientras que las innovaciones tecnológicas han transformado otros sectores de la industria, los sistemas eléctricos de potencia (SEP) se han mantenido, prácticamente, sin cambios [1].

Tradicionalmente, los proyectos orientados a actualizar la infraestructura del sistema eléctrico se enfocan en la construcción de nuevas plantas generadoras, nuevas líneas de transmisión, subestaciones y equipo asociado; sin embargo, paulatinamente se vuelve más difícil y costoso autorizar, ubicar y construir este tipo de obras. En condiciones extremas, esto provoca que el sistema opere en condiciones de sobrecarga, comprometiendo la seguridad del SEP y elevando el costo de la energía [1].

Acorde a la actual tendencia mundial, la respuesta a los problemas que enfrenta el sector eléctrico radica en la transformación y actualización del SEP, utilizando las tecnologías disponibles hoy en día para optimizar su operación y desarrollar un sistema más robusto, flexible, eficiente, observable, controlable y confiable. Los sistemas eléctricos que poseen estas características se denominan: Redes Eléctricas Inteligentes (REI); o bien, por el término: "Smart Grid" [1].

El principal objetivo de la implementación de la REI es: actualizar y optimizar el sistema de potencia existente [2]. No obstante, para que la REI se convierta en una realidad, primero es necesario desplegar un sistema integral de medición y comunicación denominado: Infraestructura de Medición Avanzada (también conocida por su acrónimo en inglés como AMI).

La AMI pretende ser un gran sistema (de magnitudes similares al mismo SEP) que integre equipos de medición inteligente, redes de comunicación y software para medir, recopilar, almacenar y analizar datos sobre el consumo de energía eléctrica y el estado del SEP [3], además de proporcionar una comunicación bidireccional entre la empresa suministradora del servicio eléctrico, los consumidores finales y cualquier otro punto de interés dentro del SEP para realizar acciones de supervisión y control a distancia.

La AMI es considerada como el primer paso para la construcción de la REI [4]. Generalmente, los diferentes sistemas que integran una AMI consisten en: medidores inteligentes ubicados en el punto de interconexión de cada usuario, sistemas de gestión de datos localizados en las instalaciones de la empresa suministradora de servicios y redes de comunicación conectando ambas partes [5].

La AMI proporcionará sistemas observables y controlables a distancia, haciendo posible la automatización de los mismos. Además, no está limitada solamente a mediciones eléctricas; sus características le permiten cuantificar cualquier variable que pueda ser digitalizada como: presión, iluminación, temperatura, velocidad del viento, consumo de agua o gas, entre otros.

Este trabajo de tesis ofrece, inicialmente, un panorama general sobre la REI, analiza el estado del arte de la AMI y describe brevemente los inicios de estas tecnologías, su gradual desarrollo y las causas que lo motivaron. Con esta información como preámbulo, el resto de la investigación se concentra en describir el diseño de un sistema de medición con características similares a las de una AMI. Dichas características en común, son discutidas en el capítulo 2 de esta tesis y son también enlistadas a continuación:

- Dispositivos inteligentes que realizan mediciones de campo.
- Uso de sistemas de comunicación bidireccional.
- Protocolo ZigBee para la creación de redes inalámbricas de tipo LAN.
- Protocolo TCP/IP para enlazar una o más redes LAN a una WAN (en este caso internet).
- Software de control del sistema de medición.
- Supervisión y control en tiempo real de los dispositivos conectados al sistema.

Para satisfacer los puntos anteriores, el sistema de medición propuesto (SMP) consta de: un medidor prototipo inteligente, dispositivos inteligentes comerciales y un sistema de comunicación compuesto por radios de corto alcance y un concentrador de datos.

El medidor prototipo y los dispositivos comerciales cuentan con un radio de corto alcance, esto permitió enlazarlos en forma inalámbrica al concentrador de datos, formando una red local de dispositivos bajo protocolo ZigBee. Considerando que el concentrador maneja tanto protocolo ZigBee (red local de radio) como protocolo TCP/IP (internet), el objetivo de este aparato es administrar la red local de dispositivos en ZigBee y fungir como enlace entre dicha red local e internet. En otras palabras, el concentrador se encarga de controlar la red local y "traducir" los datos en ZigBee a TCP/IP y viceversa, como se aprecia en la figura 1.1.

Finalmente, el sistema de medición propuesto incluyó también la implementación de una interfaz web que reside en el concentrador de datos. Dicha interfaz permitió visualizar la información obtenida por los dispositivos inteligentes y controlar la red desde cualquier computadora personal con conexión a internet y algún navegador web como Internet Explorer®, Google Chrome®, Firefox® u otro.

Esta tesis describe en detalle los algoritmos de medición de variables eléctricas implementados en el medidor prototipo, el diseño de hardware del mismo y el software desarrollado para el medidor prototipo, el sistema de comunicación y la interfaz web.



Figura 1.1 Esquema del sistema de medición propuesto.

### 1.2. Objetivo de la tesis

Implementar un sistema de medición capaz de mantener una comunicación bidireccional entre un punto central de control y diferentes dispositivos desplegados en campo, a través de internet. Dicho sistema de medición incluye el diseño de un medidor prototipo inteligente de variables eléctricas y el uso de diferentes dispositivos de comunicación para enlazar el prototipo y otros sensores al sistema.

- Objetivos Particulares
- a) Desarrollar un medidor prototipo inteligente (MPI) de variables eléctricas con comunicación inalámbrica bajo protocolo ZigBee.
- b) Vincular el MPI a una red de inalámbrica local, empleando protocolo ZigBee, y recopilar la información obtenida por este y otros dispositivos en un concentrador de datos.
- c) Enlazar el concentrador de datos a internet para establecer una comunicación bidireccional entre este aparato y alguna computadora personal o dispositivo móvil que cuente también con conexión a internet. Esto con la finalidad de intercambiar información con el concentrador, así como con cualquiera de los dispositivos dentro de la red inalámbrica local a través de una red de área amplia como internet.
- d) Desarrollar una interfaz web que permita visualizar la información obtenida y controlar los dispositivos enlazados al concentrador de datos en forma remota.

### 1.3. Justificación

Actualmente, las empresas suministradoras de energía eléctrica buscan estrategias rentables para mejorar la operación del sistema eléctrico, suavizar el perfil de carga de los consumidores e incrementar el uso de fuentes renovables de energía [6]. Para cubrir estas áreas de oportunidad, existen también reconocidos fabricantes que desarrollan aplicaciones de tipo AMI y/o REI para satisfacer estas necesidades. Sin embargo, por tratarse de una tecnología relativamente nueva, compleja e interdisciplinaria; los equipos, el software y sus respectivas licencias tienen un costo muy elevado.

Considerando todos los beneficios que ofrece una AMI y, por otro lado, los altos costos de dichos sistemas de medición y control; esta tesis propone el desarrollo de un sistema de medición con las principales características de una AMI, empleando componentes comerciales, con una inversión relativamente baja y al alcance de cualquier universidad, empresa o desarrolladores independientes.

### 1.4. Estado del arte

La creación e implementación de la REI será el resultado de un proceso evolutivo más que de un hallazgo en particular. Sin embargo, las primeras aplicaciones capaces de monitorizar sensores en forma remota fueron desarrolladas a principios de la década de los setentas por Theodore Paraskevakos, empleando comunicaciones a través de línea telefónica. Dichos experimentos dieron como resultado la patente titulada "Sensor Monitoring Device" publicada en Octubre de 1974 [7] y, posteriormente, en la patente que lleva por título "Apparatus and Method for Remote Sensor Monitoring, Metering and Control" [8]. Esta última describe un dispositivo remoto que inicia una llamada telefónica a una unidad central para reportar la información obtenida en un determinado periodo de tiempo.

Estas primeras investigaciones fueron la base para los primeros sistemas AMR que tuvieron su aparición en la década de los ochentas. Tales sistemas permitían establecer una comunicación unidireccional, desde un grupo de medidores hacia un punto central, con la finalidad de reportar información sobre el consumo de los usuarios del servicio eléctrico para fines de facturación.

En la década de los noventas, los avances tecnológicos en el área de telecomunicaciones hicieron factible la evolución de los sistemas AMR hacia los sistemas AMI. La principal diferencia entre ellos radica en que los sistemas AMI utilizan un medio de comunicación bidireccional (envío y recepción de datos), que permite no solamente supervisar los dispositivos en campo, sino también controlarlos.

Años más tarde, en [9] fue introducido el término "Smart Grid" para describir un sistema eléctrico totalmente distribuido, con inteligencia en cada uno de sus componentes, subestaciones y plantas generadoras; además de un uso extensivo de tecnologías de comunicación y cómputo. Desde entonces, varias organizaciones, grupos de trabajo, universidades y centros de investigación en todo el mundo, han dedicado parte de sus actividades al estudio y desarrollo de aplicaciones y nuevas tecnologías orientadas a la creación de la REI. Algunas de las organizaciones más destacadas se enlistan a continuación.

### a) Instituto de Ingenieros en Electricidad y Electrónica (IEEE)

A la fecha han sido publicados cerca de 2500 artículos acerca de REI en alrededor de 40 revistas de la IEEE. Además, cuenta con alrededor de 100 estándares considerando los ya publicados, los que se encuentran en desarrollo y los mencionados en el documento "NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability" [10].

Adicionalmente a la gran cantidad de recursos impresos y digitales, la IEEE representa una comunidad global de expertos en cientos de especialidades quienes respaldan las sociedades de organización del conocimiento, consejos y comités técnicos, grupos de afinidad y redes

virtuales. En conjunto, estos organismos ofrecen a la industria una gran cantidad de información, dirección y desarrollo de nuevos productos para el mercado [10].

#### b) Instituto Nacional de Estándares y Tecnología (NIST)

En los Estados Unidos de América, NIST proporciona soporte a uno de los puntos claves en el desarrollo de REI reuniendo a los fabricantes, consumidores, empresas suministradoras y organismos reguladores para desarrollar estándares de interoperabilidad. Desde su creación en 1901, NIST se ha consolidado como un intermediario que trabaja en colaboración con la industria y otras agencias de gobierno [11].

La misión de NIST ha sido promover la innovación y la competitividad empresarial con el desarrollo de estándares, mediciones y tecnología para promover el desarrollo económico y mejorar la calidad de vida [11].

En "La Ley de independencia y seguridad energética" (Ley Pública Estadounidense 110-140, también conocida como "EISA"), se le otorgó a la NIST, la responsabilidad primaria para coordinar el desarrollo de una estructura que incluya protocolos y estándares base para la gestión de la información y alcanzar así la interoperabilidad de los dispositivos y sistemas de una REI [11].

#### c) <u>European Technology Platform (ETP)</u>

También llamada "Smart Grids ETP", es el principal foro europeo para la cristalización de políticas e investigación tecnológica para desarrollar los recursos necesarios para la REI. También funge como vínculo entre las iniciativas estadounidenses y europeas relacionadas con las REI [12].

La "Smart Grids ETP" se involucra activamente con las partes interesadas (investigadores, académicos, sociedad civil, industria), proyectos de investigación financiados y organizaciones en todo el mundo en un amplio rango de actividades relevantes con la investigación, desarrollo e innovación de las redes eléctricas en Europa [12].

#### d) Universidad Carnegie Mellon

Ubicada en la ciudad de Pittsburg, Pensilvania, es uno de los más destacados centros de investigación superior de los Estados Unidos en el área de informática y robótica.

Esta universidad será la sede de un nuevo Centro de Investigaciones de Redes Eléctricas Inteligentes como parte de una asociación industrial-académica de 5 millones de dólares con la "Semiconductor Research Corporation" (SRC). Esta nueva asociación denominada "Energy Research Initiative" (ERI), conjuntará a las compañías que se encuentran dentro del mercado energético con investigadores universitarios para intentar resolver la necesidad
mundial por fuentes de energía alternativas e inteligentes, mientras que adiestra estudiantes con las habilidades técnicas necesarias para la nueva industria emergente. La ERI, gestionada por la SRC, atacará inicialmente dos áreas críticas para una generación eficiente y distribución de fuentes de energía renovables: sistemas fotovoltaicos y tecnologías relacionadas con REI [13].

El Centro de Investigaciones Eléctricas en la Universidad de Carnegie Mellon soportará la incorporación de fuentes de energía renovables y proporcionará herramientas de modelado, simulación y control necesarias para manipular, optimizar y asegurar el sistema de potencia [13].

## e) <u>"NSF FREEDM Systems Center"</u>

Localizado en la Universidad de Carolina del Norte en EUA, se encuentra actualmente desarrollando lo que llaman "Transformadores Inteligentes de Estado Sólido". Este tipo de transformadores son más eficientes y adaptables que los transformadores comúnmente utilizados y representan un gran avance para la REI, permitiendo que el flujo de energía eléctrica sea controlado y redirigido en forma similar a como la información es encaminada en internet [14].

El previsto sistema FREEDM es una revolucionaria red eléctrica basada en electrónica de potencia, comunicaciones digitales con alto ancho de banda y control distribuido. Es radicalmente diferente a la red eléctrica actual, ya que remplaza dispositivos electromagnéticos, como los transformadores de 60 Hz, con transformadores de estado sólido. En este sistema, dispositivos de protección de estado sólido también sustituyen a los interruptores mecánicos [14].

El control de flujo de potencia de cuatro cuadrantes que proporciona el transformador de estado sólido permitirá la inclusión de generación distribuida a la red, sin efectos adversos para usuarios cercanos, además de proporcionar una inmejorable calidad de la energía [14].

El sistema FREEDM podrá considerarse como el "internet de la energía", ya que transformará la industria eléctrica así como el internet transformó la industria de la computación; del paradigma de una computadora central, a la computación distribuida que tenemos hoy en día. Un cambio de esta magnitud será acompañado por una innovación masiva en tecnologías de energía renovable. El sistema FREEDM permitirá a cada usuario tener una participación activa en el consumo y generación de energía [15].

## f) <u>Universidad de Sídney</u>

De forma similar a los casos anteriores, la Universidad de Sídney y la empresa EnergyAustralia firmaron, en el 2009, un convenio de colaboración para dirigir el desarrollo de las redes eléctricas inteligentes en Australia y entrenar a la siguiente generación de ingenieros de potencia [16].

La sociedad pactada a cinco años, creará un centro de excelencia en la Universidad de Sídney para el desarrollo de tecnología, donde los principales objetivos de investigación son fuentes de energía renovables como solar y eólica, así como la electrónica asociada para facilitar la conversión de energía y su integración a la red eléctrica [17].

Las instituciones, universidades y empresas privadas mencionadas en esta sección, son una pequeña muestra de los esfuerzos realizados y el interés a nivel mundial por el desarrollo de este tipo de tecnologías.

Documentos y artículos publicados por IEEE, NIST y EPRI son la base de la investigación teórica de este trabajo. Por otro lado, el desarrollo de la parte práctica se basó principalmente en notas de aplicación de Freescale®, Digi® y Texas Instruments® relacionadas con el diseño de medidores de variables eléctricas y sistemas de comunicación. Algunos de estos documentos o notas de aplicación se mencionan a continuación.

- En [18] es descrito a grandes rasgos, el diseño del hardware de un medidor eléctrico monofásico. Señala algunos aspectos importantes sobre la calibración de convertidores analógico-digital de aproximaciones sucesivas y el flujo de información apropiado en un medidor eléctrico.
- En [19] se explica el diseño de un medidor de energía eléctrica demostrativo, expone algunos detalles importantes sobre la selección de sensores de corriente, plantea algunas ideas para el flujo de información del programa de medición y algunos circuitos de adecuación para señales de voltaje y corriente.
- La referencia [20] expone detalladamente las ecuaciones que definen las principales variables eléctricas y su respectiva programación en lenguaje C. También expone las ecuaciones comúnmente empleadas para estimar fasores, aplicando la Transformada Discreta de Fourier (DFT) por el método de correlación. Empleando todas estas ecuaciones, se propone un algoritmo de medición de variables eléctricas que realiza la mayoría de sus cálculos en el dominio del tiempo.
- En [21] se explica brevemente algunas de las nuevas características que presenta el convertidor analógico-digital de aproximaciones sucesivas de 16 bits, embebido en el microcontrolador MCF51EM256 (mismo que fue seleccionado para el diseño del medidor prototipo), en comparación con los anteriores convertidores de 12 bits. Dentro de las principales ventajas, se encuentra la inclusión de entradas diferenciales para la medición de corriente y la función de promedios por hardware que tiende a estabilizar los resultados de las conversiones efectuadas por el dispositivo.

- En [22] se describe un procedimiento de autocalibración para el convertidor analógicodigital de aproximaciones sucesivas, embebido en el microcontrolador MCF51EM256. Además introduce un nuevo periférico, también embebido dentro del microcontrolador, denominado Bloque de Retardos Programables (PDB) que proporciona un control total sobre los tiempos de disparo del convertidor.
- En [23] se documenta un controlador para el uso de paneles de cristal líquido (LCD) empleando diferentes microcontroladores, dentro de los que se encuentra el MCF51EM256. En otras palabras, describe la arquitectura de un programa de abstracción de hardware para el uso inmediato de este tipo de paneles LCD.
- La referencia [24] describe la teoría básica sobre la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y como se implementa dicha transformación en un dispositivo de 16 procesadores que funcionan en forma paralela.
- En [25] se plantea un algoritmo de medición de variables eléctricas que trabaja en el dominio de la frecuencia. Para ello, primero utiliza la FFT para obtener el espectro de frecuencia completo a partir de una señal en el dominio del tiempo.
- La referencia [26] expone en detalle, el diseño del hardware de un medidor eléctrico demostrativo utilizando un microcontrolador MCF51EM256. Explica detalladamente las ventajas que ofrece el microcontrolador mencionado, propone circuitos de adecuación de señal usando diferentes tipos de sensores y menciona el uso de un módulo de radio que opera con protocolo ZigBee.
- Por último, en [27] se expone el diseño de un medidor eléctrico utilizando un microcontrolador de la familia Kinetis, el MK30X256. Señala también las ventajas que presenta el nuevo núcleo, entre las que destacan una mayor velocidad de procesamiento, un ADC de 24 bits de resolución, nuevos periféricos orientados a mediciones y amplificadores de ganancia programable en las entradas diferenciales del ADC.

También fueron considerados algunos de los trabajos desarrollados en la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Politécnico Nacional relacionados con sistemas de medición.

Por ejemplo, en [28] se presenta el desarrollo de un medidor eléctrico que es capaz de analizar la frecuencia fundamental, voltaje eficaz, corriente eficaz, distorsión armónica en la onda de voltaje y corriente, potencia activa, potencia reactiva y factor de potencia. Todas estas variables son obtenidas empleando la DFT para estimar los fasores de voltaje y corriente que se utilizan para obtener el resto de las variables eléctricas mencionadas.

Por otra parte, en [29] se presentan los algoritmos para la estimación de fasores empleando también la DFT y un receptor GPS. Este último proporciona una referencia de tiempo para la sincronización de los cálculos del aparato de medición con otros dispositivos similares, pero ubicados en lugares diferentes..

En forma similar, en [30] se describe el diseño de un medidor de energía eléctrica capaz de gestionar el suministro eléctrico de una residencia en función de la cantidad de energía comprada. Dicho trabajo describe el desarrollo de un medidor que emplea un microcontrolador para el control del dispositivo y adicionalmente un sensor de energía. Dicho sensor es un circuito integrado que se encarga de procesar las señales analógicas de voltaje y corriente, realizar cálculos y obtener las variables eléctricas que entrega al microcontrolador para que sean desplegadas en la pantalla del medidor.

#### 1.5. Alcance

Esta tesis presenta la investigación documental y una propuesta de implementación práctica de un sistema de medición basado en los esquemas que definen una AMI. Contempla el diseño de un medidor prototipo inteligente, la integración de otros dispositivos inteligentes comerciales, el sistema de comunicación que enlaza estos dispositivos a una red de área amplia (internet) y una interfaz web que permite enviar y recibir información a los dispositivos dentro de la red y realizar algunas acciones de control.

Adicional a los elementos mencionados, una AMI normalmente incluye en su diseño diversos sistemas de información y software para analizar las mediciones recopiladas y efectuar diferentes tipos de estudios, dependiendo de la finalidad o propósito del mismo. Esta tesis no cubre estos sistemas informáticos, se enfoca en resolver el problema de medición y comunicaciones, y presenta solo una interfaz básica de control y supervisión del sistema. En otras palabras, no realiza ningún estudio o análisis con la información obtenida, se limita a obtener las mediciones, transmitirlas, concentrarlas y mostrarlas a través de la interfaz web.

Cabe señalar que el medidor prototipo desarrollado no es un dispositivo estandarizado; por lo tanto, no cumple con alguna norma de medición, ya que el objetivo de esta tesis fue solamente desarrollar un prototipo funcional. Por tal motivo, las pruebas efectuadas al dispositivo tampoco obedecen a algún procedimiento específico, norma o estándar.

#### 1.6. Aportaciones

Esta tesis proporciona una descripción general sobre la REI, así como una base teórica y práctica sobre sistemas AMI, Además, se desarrolló un prototipo de medidor eléctrico inteligente y se adquirieron equipos de comunicación para construir un sistema de medición con las características de una AMI, pero considerando las limitaciones que se plantearon en la sección 1.5. Todos estos equipos fueron donados al laboratorio de sistemas digitales de la SEPI-ESIME-Zacatenco para su uso en trabajos futuros orientados a las áreas de mediciones eléctricas y análisis de SEP.

Durante el desarrollo de esta tesis, fue publicado el artículo: "Diseño de Medidor Inteligente e Implementación de Sistema de Comunicación Bidireccional" que fue presentado en la Vigesimotercera Reunión Internacional de Otoño de Comunicaciones, Computación, Electrónica, Automatización, Robótica y Exposición Industrial organizada por IEEE Sección México en la ciudad de Acapulco, Guerrero.

Esta tesis también fue parte de los documentos entregables del proyecto PICCO11-27 *"Dispositivo inteligente para el uso eficiente de energía eléctrica en edificios"* solventado por el Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF) como parte del modelo de utilidad derivado de dicho proyecto.

## 1.7. Estructura de la tesis

En el capítulo 1 de esta tesis se presenta una breve introducción a la REI, así como a la AMI. Además, se enlistan los objetivos planteados para este trabajo, su justificación, el estado del arte, entre otros.

Tomando en cuenta que la AMI es considerada el principal componente de una REI; en el capítulo 2, se profundiza en el tema de REI con la finalidad de explicar cuál es la función de la AMI y el porqué de su importancia. En las secciones subsecuentes de este mismo capítulo, se plantea un panorama general sobre equipos de medición, protocolos de comunicación y esquemas que describen los sistemas AMI. Cabe señalar que la implementación realizada en esta tesis se basa en los temas expuestos en este capítulo.

El capítulo 3 expone el fundamento matemático de los algoritmos de medición de variables eléctricas que fueron implementados en el MPI. También se presenta el análisis de dichos algoritmos utilizando una Herramienta de Simulación de Mediciones Eléctricas (HSME) que fue desarrollada empleando MATLAB®. La HSME determina variables eléctricas a partir de dos formas de onda dadas (voltaje y corriente de un circuito), haciendo uso del algoritmo descrito en [31] para calcular la FFT a partir de una sucesión de muestras en el dominio del tiempo y obtener su respectivo espectro de frecuencia. Cabe señalar que la HSME permitió analizar, desarrollar y evaluar los algoritmos de medición que fueron programados en el MPI.

En el capítulo 4 se presenta la descripción del hardware que se emplea en el sistema de medición propuesto, así como los motivos de su selección. También se expone el diseño del hardware de la tarjeta de adecuación de señales (que también forma parte del MPI) y la integración de todos los elementos del sistema de medición.

El capítulo 5 explica el software desarrollado para los diferentes dispositivos del sistema de medición como el microcontrolador MCF51EM256, los módulos de comunicación ZigBee y el concentrador de datos.

El Capítulo 6 describe las pruebas finales a las que fue sometido el sistema de medición en conjunto y las pruebas realizadas al MPI.

En el capítulo 7 se plantean las conclusiones, aportaciones y recomendaciones para trabajos futuros derivados de la elaboración de esta tesis.

El apéndice A explica el procedimiento utilizado para evaluar las variables eléctricas de los cinco diferentes casos de estudio planteados en el capítulo 3. Dicho procedimiento determina estas variables a partir de las ecuaciones de las formas de onda de voltaje y corriente.

En el apéndice B se muestra el código fuente de la HSME que se menciona en el capítulo 3 de esta tesis.

El apéndice C presenta un ejemplo práctico sobre la metodología de cálculo de la FFT expuesto en [31]. Dicha referencia describe teóricamente el método; sin embargo, no lo ejemplifica. Por tal motivo, el apéndice C intenta complementar la información presentada en [31], proponiendo dos señales sinusoidales ficticias (una de voltaje y una de corriente) y aplicando el método de la FFT para obtener los respectivos espectros de frecuencia de cada señal. Este par de espectros son el punto de partida para aplicar los algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia.

En el apéndice D se detallan algunas de las características del microcontrolador MCF51EM256 y se justifican ciertas constantes utilizadas en el programa de mediciones eléctricas que fue implementado en este mismo dispositivo.

En el apéndice E se describe el esquema de comunicación seleccionado para el sistema de medición propuesto.

El apéndice F muestra los diagramas esquemáticos utilizados o desarrollados para la implementación del sistema de medición, así como los archivos Gerber de la tarjeta de adecuación de señales.

Por último, el apéndice G presenta el código fuente del programa de mediciones eléctricas que se ejecuta en el microcontrolador MCF51EM256.

## Capítulo 2 Redes Eléctricas Inteligentes y Sistemas de Medición

#### 2.1. Introducción

A consecuencia del desarrollo tecnológico alcanzado en la actualidad, se vuelve cada vez más común escuchar acerca de dispositivos o tecnologías inteligentes en todas las áreas de la industria; incluso en aparatos de uso doméstico como: televisores, teléfonos móviles, tabletas electrónicas, aparatos electrodomésticos, etc.

La industria eléctrica no podía ser la excepción a esta tendencia y en consecuencia, grupos de investigación, asociaciones profesionales, gobierno, universidades y empresas particulares, han desarrollado un concepto que abarca todo un conjunto de soluciones tecnológicas orientadas a modernizar el SEP, combinando la infraestructura eléctrica construida a principios del siglo pasado y tecnología de última generación para desarrollar una Red Eléctrica Inteligente (REI).

De acuerdo con el NIST, se espera que la REI aporte los siguientes beneficios al SEP:

1. *Confiabilidad en el suministro y calidad de la energía*. Capaz de detectar anomalías en el sistema eléctrico y restablecerse de forma rápida y automática, afectando así al menor número de usuarios [32].

- 2. *Seguridad*. Todos los aparatos de importancia serán supervisados y analizados constantemente con la finalidad de detectar, prevenir y atender situaciones peligrosas que pudieran afectar la integridad del SEP [32].
- 3. *Uso eficiente de la energía*. Aplica estrategias encaminadas a optimizar la generación de energía eléctrica, reducir las pérdidas técnicas y no técnicas en la red de transmisión y distribución [32].
- 4. *Reducir el daño ambiental*. Impulsa el uso de fuentes de energía renovables como solar y eólica por encima de métodos de generación convencional para disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero y otros contaminantes [32].
- 5. *Beneficios económicos*. Disminuye los gastos operativos por tratarse de un sistema automático. Además, proporciona información útil para desarrollar programas de mantenimiento preventivo y evitar daños mayores en activos [32].

## 2.2. Definición

Antes de analizar el concepto de REI, es conveniente considerar algunas características del sistema eléctrico actual. En primer lugar, el estado del arte de este gran sistema consideraba que el flujo de potencia debía ser únicamente desde las centrales generadoras hacia los usuarios finales; es decir, un flujo unidireccional. Adicionalmente, el SEP actual puede ser susceptible a fallas en cadena debido a su topología, sin mencionar que solo convierte alrededor de un tercio de la energía del combustible utilizado en electricidad. Casi el 8% de la energía convertida se pierde a lo largo de las líneas de transmisión, mientras que el 20% de la capacidad de generación existe solo para satisfacer la demanda máxima (es decir, solo se utiliza 5% del tiempo). Todas estas deficiencias y otras más pretenden ser solucionadas por la REI [33, 34].

Las Redes Eléctricas Inteligentes describen la próxima generación de sistemas eléctricos de potencia que se caracterizan por el incremento en el uso de comunicaciones e informática en la generación, distribución y consumo de energía eléctrica [35]. Las tecnologías mencionadas mejoran principalmente la observabilidad y la controlabilidad del SEP, pasando de ser una infraestructura estática, a una flexible y operada proactivamente [36]. Propone también un área central de operaciones que analice y controle el resto de las áreas que integran el sistema eléctrico como se aprecia en la figura 2.1.

Todo este concepto engloba un conjunto de sistemas, necesarios para actualizar el SEP existente utilizando sistemas de control, automatización, aplicaciones de procesamiento de información y redes de comunicación bidireccional. Todas estas tecnologías han sido utilizadas por décadas en la industria y empiezan a serlo también en los sistemas de potencia [37].

La REI es una red eléctrica que inteligentemente integra las acciones de todos los usuarios conectados a ella para distribuir la energía eléctrica de forma eficiente, segura, económica y sustentable [35].



Figura 2.1 Diagrama demostrativo de red eléctrica inteligente. Adaptado de [34].

Algunas de las características del SEP actual y los beneficios que se pretende alcanzar con la implementación de la REI son analizados en la tabla 2.1.

Red Eléctrica Actual	Característica Esperada	Red Eléctrica Inteligente	
Consumidores desinformados y sin participación,	Usuarios Activos	Información disponible y actualizada sobre costos de la energía. Permite al usuario gestionar el uso de la energía, ahorrarla e incluso venderla.	
Generación Centralizada	Generación distribuida y almacenamiento de energía	Generación distribuida a partir de fuentes renovables complementan la generación centralizada. También se emplean sistemas de almacenamiento de energía para amortiguar los periodos de ausencia de renovables.	
Solo participan mercados mayoristas o grandes empresas	Nuevos mercados, productos y servicios	Mercados mayoristas maduros y bien integrados, así como crecimiento de nuevos mercados eléctricos. Favorece nuevos productos y servicios al permitir la compra/venta de energía a todos los usuarios	
Enfocado en mantener el servicio por encima de la calidad	Calidad de la energía	Capaz de supervisar, diagnosticar y responder ante deficiencias en la calidad de la energía, maneja también diferentes opciones de precio y niveles de calidad acorde a necesidades.	
Inteligencia limitada y centralizada	Optimiza activos y opera eficientemente	Optimiza factores de carga, reduce las pérdidas en el sistema y mejora el desempeño en el manejo de cortes energía. Dispositivos inteligentes en todo el sistema proporcionan información para programas de mantenimiento preventivo y gestión eficiente de activos	
Enfocada a protección de activos posterior a una falla	Restauración automática	Realiza autoevaluaciones con datos obtenidos al instante, decide y realiza acciones correctivas antes, durante y después de una falla. Soluciona problemas muy grandes o rápidos para la intervención humana.	
Vulnerable a ataques y desastres naturales	Resistente a ataques	Incorpora un amplio esquema de soluciones que reducen sus debilidades físicas y cibernéticas en forma eficiente y segura.	

Tabla 2.1 Comparación entre los beneficios de la REI contra las características del SEP actual. Adaptada de [38].

## 2.3. Modelo conceptual de la "Red Eléctrica Inteligente"

El modelo conceptual del NIST proporciona una estructura de alto nivel para la REI que define siete importantes dominios: Generación, Transmisión, Distribución, Consumidores, Operaciones, Mercados y Proveedores de Servicios [39] que se aprecian en la figura 2.2.



Figura 2.2 Modelo conceptual de NIST sobre la REI. Adaptado de [39].

El modelo conceptual muestra también todas las comunicaciones y el flujo de la energía, conectando los dominios con diferentes tipos de enlaces para señalar la interacción entre cada uno de ellos.

Cada dominio está compuesto individualmente por elementos importantes de la red eléctrica inteligente que están también conectados entre sí por sistemas de comunicación bidireccional y líneas eléctricas.

## 2.3.1. Dominio de Generación

El dominio de generación de la REI produce grandes cantidades de energía eléctrica proveniente de fuentes de energía renovable y no renovable [39].

Estos recursos también pueden ser clasificados como fuentes renovables variables (solar y eólica), renovables no variables (hidráulica, biomasa, geotérmica y almacenamiento por bombeo de agua) y no renovables no variables (nuclear, carbón y gas) como se aprecia en la figura 2.3. También pueden ser incluidos en este modelo diversos dispositivos de almacenamiento de energía para su posterior distribución [39].



Figura 2.3 Modelo conceptual de NIST, dominio de generación. Adaptado de [39].

El dominio de Generación debe proporcionar información sobre el desempeño de las diferentes fuentes de generación disponibles o cualquier problema relacionado con la calidad del servicio, tales como fallas en algún generador o escasez de viento o sol. Nuevos requisitos para el dominio de generación incluyen: el control de las emisiones de gases de efecto invernadero, el aumento de fuentes de energía renovables y proveer dispositivos de almacenamiento de energía para gestionar la variabilidad de la generación renovable [40].

## 2.3.2. Dominio de Transmisión

El dominio de transmisión transporta una gran cantidad de energía eléctrica en líneas de transmisión de potencia, a través de enormes distancias. Conecta la mayoría de las fuentes de generación con los centros de consumo de la REI.

En este dominio se encuentran las subestaciones del sistema de potencia; tanto las de transmisión (elevadoras de voltaje), como las subestaciones de distribución (reductoras de voltaje), conectadas al dominio de generación y distribución respectivamente. También puede alojar sistemas de almacenamiento de energía y recursos renovables desplegados a nivel de transmisión tal y como se muestra en la figura 2.4.



Figura 2.4 Modelo conceptual de NIST, dominio de transmisión. Adaptado de [39].

La red de transmisión es típicamente controlada por un operador de transmisión regional cuya responsabilidad es mantener la estabilidad en la red eléctrica, balanceando la generación con la carga conectada a lo largo de la red de transmisión. Esto se realiza en forma remota a través de sistemas de control y adquisición de datos [40].

#### 2.3.3. Dominio de Distribución

El dominio de distribución transporta la energía eléctrica desde el dominio de transmisión hacia los consumidores finales. También se encarga de captar las aportaciones de energía de los consumidores que cuentan con sistemas de generación distribuida como paneles fotovoltaicos y/o generadores eólicos de baja capacidad.

La red de distribución interconecta los medidores inteligentes, dispositivos de almacenamiento, sistemas de generación distribuida y todos los aparatos inteligentes desplegados en campo como se muestra en la figura 2.5.

Todos estos equipos son supervisados y controlados a través de redes de comunicación bidireccional, o incluso, a través del mismo cableado eléctrico [39].

Los esquemas de REI plantean que el dominio distribución debe contar con comunicación, en tiempo real, con el dominio de operaciones para gestionar el flujo de potencia asociado. Además, el dominio de mercados tendrá la capacidad de influir en el consumo y generación de energía, dentro del dominio de distribución, por medio de la asignación dinámica de precios en función de las condiciones del sistema [40].



Figura 2.5 Modelo conceptual de NIST, dominio de distribución. Adaptado de [39].

## 2.3.4. Dominio de Consumidor

El dominio del consumidor inicia en el punto de interconexión con la red eléctrica de distribución, a través de medidores inteligentes. Estos medidores controlan y miden el flujo de electricidad hacia y desde los usuarios, proporcionando información útil para la gestión de los recursos energéticos [40].

Dentro del dominio del consumidor es posible generar, almacenar y gestionar el uso de la energía, así como la posibilidad de utilizar vehículos eléctricos. Cada consumidor tiene su propio

dominio, compuesto por electricidad como premisa y por redes de comunicación bidireccional que permiten enlazar los dispositivos inteligentes disponibles dentro del dominio.

En la figura 2.6 se puede apreciar el modelo conceptual del dominio del consumidor que usualmente esta segmentado en tres subdominios: Residencial, Comercial e Industrial. Cada uno de ellos tiene diferentes requerimientos energéticos, claramente definidos. El subdominio Residencial usualmente maneja menos de 20 kW; para el subdominio Comercial, entre 20-200 kW; y mayor de 200kW para el subdominio Industrial. Cada subdominio tiene múltiples actores y aplicaciones que incluso pueden repetirse en otros subdominios. Todos cuentan con un medidor y una interfaz de servicios de energía que puede residir en el medidor, o bien, tratarse de un dispositivo independiente. La interfaz de servicios de energía funciona como medio de comunicación entre el cliente y la empresa suministradora, así como interfaz para la gestión de energía o automatización de edificios [40].



Figura 2.6 Modelo conceptual de NIST, dominio del consumidor. Adaptado de [39].

## 2.3.5. Dominio de Operaciones

El dominio de operaciones se encarga de gestionar y controlar el flujo de electricidad e información en todos los dominios de la REI. Utiliza redes de comunicación bidireccionales para

conectar todos los dispositivos inteligentes desplegados en campo [40]. Cuenta con un subdominio denominado "Operación del SEP" donde se concentran diferentes aplicaciones para el análisis del sistema de potencia, como se muestra en la figura 2.7.

Algunas de los actores o aplicaciones de este dominio son:

• **Supervisión de activos.** Diferentes aplicaciones del subdominio de "Operación del SEP" analizan la topología de la red eléctrica, conectividad, condiciones de carga, estado de dispositivos de protección, interruptores y equipo de control [40].



Figura 2.7 Modelo conceptual de NIST, dominio de operaciones. Adaptado de [39].

- Análisis de fallas. Realiza estudios del sistema con datos obtenidos en tiempo real para identificar posibles fallas, anticiparse a estas y determinar sus causas. Además, compara esta información con antecedentes de incidentes similares para desarrollar u optimizar programas de mantenimiento preventivo [40].
- Lectura y control de medidores. Realiza diversas funciones en el sistema de medición incluyendo recolección de datos, desconexión/reconexión de servicios, gestión de cortes en el suministro, prepago de servicios, supervisión de calidad de la energía,

mantenimiento de medidores, manejo de información dentro del medidor, facturación, análisis y control de carga, entre otros [40].

• **Gestión de cortes en el servicio.** Utiliza la información disponible para localizar, identificar y seccionar fallas del sistema eléctrico y restablecer rápidamente el servicio. Proporciona información al cliente sobre el tiempo estimado de restauración del servicio y coordina el personal que realiza los trabajos de reparación [40].

## 2.3.6. Dominio de Mercados

El dominio de mercados es donde los activos del sistema eléctrico son comprados o vendidos. Los actores dentro de este dominio negocian los precios de la energía y balancean el suministro con la demanda, dentro del sistema eléctrico, para mantener bajos los costos de generación. El dominio de mercados mantiene comunicación con todos los dominios de la red eléctrica inteligente para gestionar eficientemente el comercio de los servicios de energía [40].

El modelo conceptual del NIST sobre el dominio de mercados se muestra en la figura 2.8.



Figura 2.8 Modelo conceptual de NIST, dominio de mercados. Adaptado de [39].

## 2.3.7. Dominio de Proveedor de Servicios

Los actores en el dominio de Proveedor de Servicios realizan actividades para apoyar los procesos de negocios de los productores, distribuidores y consumidores de energía. Estos procesos de negocios abarcan desde los servicios públicos tradicionales, tales como la facturación y la gestión de cuentas de clientes, hasta los nuevos servicios de la REI, como la gestión del consumo y generación distribuida [40].

El dominio de Proveedor de Servicios comparte información con los dominios de Mercados, Operaciones y Consumidor. La comunicación con el dominio de operaciones es fundamental para el control del sistema y conocimiento de la situación. Por otra parte, las comunicaciones con el dominio de mercados y el dominio del consumidor son esenciales para potencializar el crecimiento económico a través del desarrollo de servicios inteligentes.



Figura 2.9 Modelo conceptual de NIST, dominio de servicios. Adaptado de [39].

#### 2.4. Infraestructura de Medición Avanzada

El proceso de desarrollo del sistema de potencia actual hacia la implementación de la REI será gradual y paulatino. No obstante, esta modernización ya empieza a vislumbrarse en algunos sectores de la industria eléctrica. Actualmente, los dominios de generación y transmisión ya son ampliamente supervisados e incluso controlados a distancia con el uso de los sistemas SCADA; sin embargo, la red de distribución no ha sido beneficiada con el mismo avance tecnológico, a pesar de que es el dominio donde se originan el 90% de las fallas [33].

Aunque ya se han realizado algunos intentos por desplegar equipos de medición e implementar un cierto grado de automatización en la red de distribución, estos no han sido del todo exitosos. Un ejemplo son los sistemas de medición conocidos como "Automated Meter Reading" (AMR).

Los sistemas AMR utilizan medidores digitales desplegados en campo y un sistema de comunicación unidireccional que les permite enviar información del sistema eléctrico a un punto central. Principalmente se utilizó con fines de facturación en el servicio eléctrico, pero no logró tener el impacto esperado, debido a que solo es capaz de transmitir información en un solo sentido. En consecuencia, no puede efectuar acciones de control en los aparatos instalados en campo, por lo que no resuelve uno de los principales problemas de las empresas suministradoras de energía eléctrica, la gestión de activos en la red de distribución. Otro de los motivos que también limitó el éxito de este sistema es que no hubiera permitido una evolución hacia la REI, cuya principal característica es un alto grado de control y automatización en todos los niveles o dominios [33].

Para dar solución a estas limitaciones, surgieron los sistemas de medición denominados como "Advanced Metering Infrastructure" (AMI), o bien, Infraestructura de Medición Avanzada. Se trata de un sistema complejo que combina aparatos de medición con un medio de comunicación bidireccional para enlazar a todos los dispositivos en campo con un centro de control remoto. Este conjunto proporciona la capacidad de sensar, medir y transmitir información para concentrarla en un punto estratégico e implementar aplicaciones de supervisión y control a distancia [41]. La figura 2.10 muestra la evolución esperada de los sistemas de medición hacia la REI, pasando por las tecnologías AMR y AMI.



Figura 2.10 Evolución de los sistemas de medición. Adaptado de [33].

La principal característica que distingue a la AMI de los sistemas de medición anteriores es precisamente la combinación de medidores digitales con tecnología de comunicación bidireccional. Esto le brinda un gran potencial en cuanto a posibles aplicaciones de control en base a la información producida por los aparatos en campo. Una AMI involucra los siguientes sistemas:

- Medidores digitales.
- Sistemas de comunicación bidireccional.
- Servidores que reciben y gestionan la información obtenida por los equipos en campo.
- Software de control y análisis de datos para proporcionar información útil del sistema [43].

Todo el potencial de esta tecnología no será implementado inmediatamente, sino que se irán agregando diferentes funciones, aprovechando gradualmente todos sus beneficios, antes de alcanzar la versión definitiva de la AMI. Algunas de las características de este proceso evolutivo se muestran a continuación en la figura 2.11.



Figura 2.11 Evolución de los sistemas de medición hacia la REI. Adaptado de [33].

Analizando la figura 2.11, se puede apreciar que gradualmente las características del AMI son muy similares al esquema planteado para una REI, donde todos los aparatos del sistema eléctrico son supervisados y controlados por un área central de operaciones. Es por ello que la AMI es considerada como la base de la REI. Así como la tecnología AMR evolucionó hasta convertirse en la AMI, de forma similar, se espera que la AMI continúe su desarrollo hasta que finalmente derive en el sistema eléctrico del futuro conocido como REI.

## 2.4.1. Medidores inteligentes

El medidor es una parte fundamental del sistema eléctrico, ya que vigila la transferencia de energía en un punto específico del sistema (comúnmente en el punto de interconexión con el usuario). Anteriormente, *el medidor electromecánico* fue considerado, por muchos años, como una obra maestra de la ingeniería, porque representaba una forma economía, precisa, durable y sencilla de contabilizar el consumo de energía. Por tal motivo, su vigencia en el sector eléctrico fue de casi cien años; sin embargo, carecía de funcionalidad. Era muy práctico para contabilizar el consumo total de energía, pero se volvía muy complicado efectuar cualquier otro tipo de medición. Debido a esto, el medidor electromecánico ha sido gradualmente sustituido por el medidor digital, principalmente en usuarios industriales y recientemente también en clientes residenciales [42].

A diferencia del medidor electromecánico, *el medidor digital* muestrea las formas de onda involucradas en la medición y las procesa mediante una serie de algoritmos lógicos y matemáticos. Estos medidores se implementan utilizando microcontroladores (MCU) o procesadores de señales digitales (DSP), donde se programan las funciones que desempeñará el dispositivo. El medidor digital es capaz de realizar cualquier tipo de medición dependiendo del algoritmo que tenga programado en su MCU o DSP, ya que prácticamente toma una fotografía de las señales que detecta, permitiéndole calcular cualquier variable eléctrica con gran precisión.

La figura 2.12 muestra un diagrama de bloques típico de un medidor digital, donde se aprecia como las señales de interés (voltaje y corriente) primero deben pasar a través de una etapa de acondicionamiento. Posteriormente, las señales son digitalizadas por el Convertidor Analógico-Digital (ADC) y enviadas al MCU como valores numéricos para realizar los cálculos pertinentes conforme el algoritmo previamente programado.



Figura 2.12 Esquema básico de medidor digital. Adaptado de [26].

Las ventajas que ofrece un medidor digital con respecto al medidor electromecánico son:

- 1. Mayor precisión.
- 2. No presenta desgaste, ya que no tiene partes móviles (disco de inducción).
- 3. Capaz de detectar alteraciones o robo de energía.
- 4. Soporta diferentes tipos de mediciones y ante cualquier factor de potencia.
- 5. Fácil calibración.

Adicionalmente, es posible agregar sistemas de comunicación al dispositivo, lo que le permite ser supervisado, controlado e incluso reprogramado en forma remota. Se considera como *medidor inteligente* a aquellos medidores con tecnología digital que son capaces de enlazarse a un sistema de comunicación bidireccional y vincular al usuario con la empresa suministradora del servicio, utilizando redes inalámbricas u otros medios de comunicación convencional [43]. Estos medidores poseen todas las virtudes del medidor digital, más las que le proporciona un sistema de comunicación de estas características. La tabla 2.2 menciona las principales ventajas de la instalación medidores inteligentes sobre medidores digitales sin comunicación.

Á	V
Areas Beneficiadas	ventajas
Consumidores	<ul> <li>Información para gestión en el uso de energía.</li> <li>Facturación precisa y oportuna.</li> <li>Mejores opciones tarifarias.</li> <li>Rápida restauración de fallas.</li> <li>Información sobre calidad de la energía.</li> </ul>
Operaciones de campo	<ul> <li>Menor costo en lectura de medidores.</li> <li>Reducción de toma de lecturas extemporáneas.</li> <li>Elimina el uso de aparatos portátiles para toma de lecturas.</li> <li>Evita conexión y desconexión manual de servicios.</li> </ul>
Facturación, contabilidad y protección de ingresos	<ul> <li>Detección temprana de alteración de medidores o robo de energía.</li> <li>Disminución de estimación en facturación.</li> <li>Reducción de ajustes de cuenta por errores de facturación</li> </ul>
Transmisión y distribución	<ul> <li>Mejor manejo de carga en transformadores.</li> <li>Mejor control de bancos de capacitores.</li> <li>Información de eficiencia, confiabilidad, pérdidas y distribución de carga.</li> <li>Información de calidad de la energía por áreas.</li> </ul>
Mercados y pronóstico de carga	• Reducción de costos en recopilación de datos para estudios de carga.
Empresa suministradora del servicio	<ul><li>Disminución de quejas.</li><li>Mejor perfil de riesgo.</li><li>Reducción en accidentes de operadores.</li></ul>
Beneficiarios externos	<ul><li>Beneficios ambientales.</li><li>Favorece iniciativas de REI.</li></ul>

Tabla 2.2 Ventajas de la instalación de medidores inteligentes. Adaptado de [44].

## 2.4.2. Sistemas de comunicación empleados en AMI

Un componente crítico de la AMI, o de la REI, es su sistema de comunicación [45]. Se espera que los equipos de medición produzcan un gran volumen de datos, por lo que es necesario definir los requisitos del sistema de comunicación, para seleccionar la mejor infraestructura de acuerdo a estas necesidades.

Existen diferentes tecnologías que soportan comunicación bidireccional y que pueden emplearse en una AMI, donde el objetivo principal es básicamente implementar dos flujos bidireccionales de información. El primer flujo viaja desde los sensores o dispositivos eléctricos hacia el medidor inteligente y el segundo flujo se presenta entre el medidor inteligente y los centros de información de la empresa eléctrica [46].

La figura 2.13 ejemplifica los flujos de información que son propuestos en [47] y muestra los tres tipos de redes de comunicación (HAN, LAN y WAN) necesarias para establecer dicho enlace, así como algunos de los protocolos típicamente utilizados para cada tipo de red.



Figura 2.13 Esquema de comunicaciones en sistemas AMI. Adaptado de [47].

En el ámbito de redes eléctricas inteligentes y sistemas de medición avanzada, el término *"Home Area Network"* (HAN) es empleado para describir una red local de corto alcance que comunica dispositivos digitales dentro de una residencia o edificio habitacional/comercial con el medidor inteligente. Estos dispositivos pueden ser termostatos, medidores de agua o gas, electrodomésticos, calentadores de agua, entre otros [47].

*Una "Local Area Network"* (LAN), o también conocida como "*Neighborhood Area Network*" (NAN), es una red local pero con mayor alcance, cuyo objetivo es enlazar a las redes HAN formadas por los medidores inteligentes, en una misma área o localidad, con un concentrador de datos. Este último se encargará de reenviar toda la información recolectada a través de otro tipo de red [47].

Por otro lado, una "*Wide Area Network*" (WAN) abarca una amplia área geográfica como un estado o un país y comúnmente enlaza redes LAN más pequeñas. Dentro de una AMI, la WAN conecta los concentradores de datos con una estación central, utilizando tecnologías de comunicación como Internet, GSM, GPRS, 3G ó WiMax [47, 48]. Las tecnologías más populares para la implementación de redes tipo HAN, LAN y WAN en sistemas AMI se muestran en la tabla 2.3 y posteriormente se explican las principales.

LAN	WAN
• ZigBee	• GPRS
• TWACS	• <i>3G</i>
• GSM	• WiMax
• Ethernet	• BPL
• Wi-Fi	<ul> <li>Internet por fibra óptica</li> </ul>
	LAN • ZigBee • TWACS • GSM • Ethernet • Wi-Fi

Tabla 2.3 Tecnologías empleadas en redes HAN, LAN y WAN en sistemas AMI o REI. Adaptado de [48].

**ZigBee.** Es una especificación para un conjunto de protocolos de comunicación de alto nivel que utiliza radios digitales de baja potencia basados en el estándar IEEE 802.15.4. ZigBee se enfoca en aplicaciones de radiofrecuencia que requieren un bajo volumen de datos y bajo consumo de energía. La mayor virtud de este protocolo es su capacidad de formar redes de tipo malla y sus propiedades de autorestauración. Utiliza también tecnología FHSS (Frequency Hoping Spread Spectrum) que le proporciona inmunidad contra interferencia y un buen desempeño a largo alcance. En los Estados Unidos, es el protocolo más utilizado para la implementación de redes HAN, principalmente debido a que importantes empresas transnacionales, que ofrecen soluciones AMI, emplean este protocolo como estándar de sus productos [49].

*N-PLC*. Es un sistema de comunicación de bajo volumen de datos que opera a través de la instalación eléctrica de baja tensión de una casa o edificio. Es comúnmente empleada en aplicaciones de control dentro de redes HAN. En Norteamérica, Japón y China, los dispositivos que emplean esta tecnología operan a frecuencias de cercanas a los 500 kHz, alcanzando una velocidad de transmisión de alrededor de 300 kbps. Por otro lado, en Europa, la operación de estos dispositivos está limitada a frecuencias menores a 148.5 KHz, por lo que su velocidad de transmisión se reduce a 100 kbps [50].

*TWACS.* Se trata de una tecnología patentada que utiliza la red de distribución eléctrica para establecer una comunicación bidireccional, de baja velocidad, entre diferentes puntos del sistema eléctrico. Estos sistemas normalmente comunican una subestación con un grupo de medidores para obtener información sobre el consumo de energía del usuario. Esta tecnología fue empleada en la implementación de los primeros sistemas AMR desplegados en 1985 y ha demostrado ser confiable y multifuncional, sin embargo, requiere una importante inversión inicial y sigue siendo un sistema de comunicación de baja velocidad [51].

*Wi-Fi.* Está basado en el estándar IEEE 802.11 y se trata de un protocolo efectivo para la creación de redes inalámbricas de banda ancha con velocidades desde 5 Mbps hasta 56 Mbps, sin embargo, su alcance está limitado a alrededor de 100 metros, por lo que su despliegue regional sería muy costoso. Estas características hacen de este protocolo una opción atractiva desde el punto de vista técnico, aunque el costo de implementación pudiera resultar inaceptable [49].

**3G.** Es también conocida como la tercera generación de la tecnología de telecomunicación móvil y ofrece servicios de telefonía y banda ancha móvil a través de la red celular. En algunas aplicaciones, es posible utilizar el servicio de mensajes cortos (SMS) para implementar aplicaciones de control a distancia. También suele emplearse como red de respaldo para enlazar redes locales o dispositivos inteligentes cuando se ha perdido la conexión por fibra óptica o cable [49].

*WiMax.* Proporciona comunicaciones a larga distancia con un alcance de entre 10 millas y 30 millas y una velocidad de transmisión de 75 Mbps. Basada en el estándar 802.16, WiMax puede ser empleado como la columna vertebral de los sistemas de comunicación de los dominios de transmisión y distribución para aplicaciones de automatización de subestaciones o automatización de la red de distribución, así como proporcionar la infraestructura principal para sistemas AMI [49].

**BPL.** Es otra tecnología de comunicación que utiliza la infraestructura eléctrica para proporcionar comunicación de banda ancha a través de la red de media tensión. Es efectiva en distancias de alrededor de una milla, sin utilizar repetidores, y puede alcanzar velocidades de transmisión entre 20 y 400 Mbps. Estándares para esta tecnología aun están actualmente en desarrollo, por lo que todavía no ha tenido una buena aceptación en el mercado [49].

#### 2.5. Estándares involucrados con REI

Muchas aplicaciones, tecnológicas o soluciones orientados a REI han sido desarrolladas o se encuentran aun en desarrollo. Sin embargo, en un principio, muchos de estos desarrollos carecían de estándares ampliamente aceptados. Esta situación evitaba la integración de aplicaciones avanzadas, medidores y/o dispositivos inteligentes, integración de fuentes de energía renovables

y la interoperabilidad entre estos sistemas. La adopción de estándares para todos estos sistemas es un prerrequisito crítico para que la REI se convierta en una realidad. Los esfuerzos de estandarización pretenden alcanzar total interoperabilidad, seguridad de información, nuevos productos y sistemas, conjuntos de protocolos compactos e intercambio eficiente de la información.

Diversas organizaciones de profesionistas como la NIST, IEC, IEEE, ANSI, ISO, ITU, etc. han desarrollado una serie de estándares para diferentes áreas y marcan la pauta en el desarrollo de nuevos productos o servicios.

Algunos de los principales estándares relacionados con AMI y/o REI aparecen en la tabla 2.4, así como una breve explicación sobre cada uno de ellos [46].

Nombre del estándar	Descripción	Aplicación
ANSI C12.18	Protocolo de comunicación entre dispositivos que utilizan un puerto óptico ANSI Serie 2.	AMI
ANSI C12.19	Define tablas de estructuras de datos para la transmisión de información en medidores inteligentes.	AMI
ANSI C12.20	Define criterios de construcción y precisión para medidores de estado sólido (Clases 0.5 y 0.2).	AMI
ANSI C12.22	Describe el protocolo para enviar las tablas ANSI C12.19 a través de la red.	AMI
BACnet	Protocolo de comunicación para automatización de edificios y aplicaciones como aire acondicionado, control de iluminación, alarmas contra incendio, etc.	Automatización de edificios
G3-PLC	Protocolo de comunicación a través de línea de potencia de baja y media tensión.	AMI
HomePlug Green PHY	Estándar para la creación de redes tipo HAN a través de línea de potencia.	HAN
IEC 60870-6	Protocolos de comunicación entre centros de control y aparatos desplegados en la red de transmisión.	Comunicación entre centros de control
IEC 61850	Estándar de comunicación entre aparatos de la red de transmisión, distribución y subestaciones.	Automatización de subestaciones
IEC 62351	Definiciones de seguridad para protocolos de comunicación.	Seguridad de comunicaciones
IEEE P1901	Comunicaciones de alta velocidad en línea de potencia.	HAN
IEEE P2030	Define estándares de interoperabilidad para la Red Eléctrica Inteligente.	Aplicaciones para clientes

Tabla 2.4 Estándares relacionados con REI. Adaptado de [46].

Nombre del estándar	Descripción	Aplicación
ITU-T G99.55	Establece la especificación de la capa física para transceptores de comunicación por línea de potencia OFDM de banda estrecha.	Automatización de red de distribución
ITU-T G99.56	Establece la especificación de la capa de enlace de datos para el mismo tipo de dispositivos que ITU-T G99.55.	Automatización de red de distribución
M-Bus	Estándar europeo que establece especificaciones para la lectura remota de datos en medidores.	AMI
SAE J2293	Estándar para la transferencia de energía entre el sistema de potencia y autos eléctricos.	Cargador para vehículos eléctricos
Sae J2836	Define casos de uso para comunicación entre vehículos eléctricos y el sistema de potencia.	Vehículo Eléctrico
Sae J2847	Establece especificaciones de comunicación entre vehículos eléctricos y el sistema de potencia.	Vehículo Eléctrico
U-SNAP	Propone una interfaz modular estándar que permite que diferentes productos sean compatibles con cualquier red a través de módulos de comunicación.	HAN
Z-Wave	Solución alternativa de ZigBee.	HAN

Tabla 2.4 Estándares relacionados con REI (continuación). Adaptado de [46].

# Capítulo 3 Mediciones Eléctricas de Corriente Alterna Utilizando Sistemas Digitales

#### 3.1. Introducción

La energía eléctrica, así como cualquier otro recurso energético, es considerada como un insumo básico; en consecuencia, se requiere una medición precisa y exacta para la debida comercialización y racionalización de la misma.

Hasta hace algunos años, la finalidad de un medidor eléctrico se limitaba a cuantificar el consumo de energía de algún usuario; para lo cual, bastaba con instalar un medidor electromecánico (de disco de inducción). Hoy en día, es necesario evaluar otros indicadores relacionados con la calidad de energía y cumplir con estándares de precisión más exigentes, para lo cual, un medidor electromecánico resulta totalmente insuficiente y obsoleto.

Los medidores eléctricos digitales son sistemas embebidos que comúnmente utilizan algún MCU de uso específico para aplicaciones de medición. Estos MCU cuentan normalmente con un Convertidor Analógico-Digital (ADC) que es el encargado de muestrear o digitalizar las señales

físicas de interés. Cuando dichas señales han sido obtenidas, el MCU cuenta con toda la información necesaria para realizar, prácticamente, cualquier medición que este en función de las mismas.

Esto indica que un medidor digital puede obtener diversas mediciones como: energía activa, valores eficaces, potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente, factor de potencia, distorsión armónica, entre otras; dependiendo solo del objetivo para el cual fue programado. Esto le brinda una gran flexibilidad y una contundente ventaja sobre el medidor electromecánico.

Para determinar las variables eléctricas mencionadas y otras más, este capítulo describe en primera instancia la Transformada Discreta de Fourier (DFT), así como la Transformada Rápida de Fourier (FFT). Ambas son técnicas ampliamente utilizadas en mediciones eléctricas y diferentes aplicaciones de procesamiento de señales digitales.

Posteriormente, se presentan las expresiones matemáticas que definen a cada variable eléctrica, tanto en el dominio del tiempo, como en el dominio de la frecuencia, y finalmente, se plantea un algoritmo para cada dominio. De tal forma que se proponen dos algoritmos de medición distintos e identificados como:

- Algoritmo de medición en el dominio del tiempo (ADT).
- Algoritmo de medición en el dominio de la frecuencia (ADF).

El ADT se caracteriza por aplicar las ecuaciones de variables eléctricas directamente con los valores discretos de la señal de interés. Además, utiliza la DFT para determinar la componente fundamental de la señal analizada. En cambio, el ADF primero requiere aplicar la FFT para convertir la señal muestreada al dominio de la frecuencia, obteniendo el espectro de la misma. Posteriormente, utiliza esta información para aplicar las ecuaciones de variables eléctricas correspondientes.

#### 3.2. Transformada Discreta de Fourier

El análisis de Fourier es una familia de técnicas matemáticas basadas en la descomposición de señales periódicas, en ondas sinusoidales [31].

Una señal puede ser representada como una función matemática que depende de una o más variables independientes. En el caso de las señales continuas, la variable independiente es continua, por lo que estas señales se definen para una sucesión continua de valores de la variable independiente. Por otra parte, las señales discretas sólo están definidas en tiempos discretos, como resultado, la variable independiente de estas señales toma solamente un conjunto discreto de valores.

Una clase muy importante de señales discretas surge del muestreo de señales continuas. En estos casos, una señal discreta x[n] representa muestras sucesivas de un fenómeno subyacente para el cual la variable independiente es originalmente continua [52].

La DFT es el miembro de esta familia de técnicas matemáticas empleada en señales discretas [31], capaz de convertir una señal en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

La DFT se define matemáticamente como:

$$F(k) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$$
(3.1)

Donde:

F(k) = señal en el dominio de la frecuencia. x(n) = señal discreta en el dominio del tiempo. N = número de muestras de x(k). n = índice de la señal muestreada en el dominio del tiempo. k = índice de la señal en el dominio de la frecuencia.

#### 3.2.1. DFT por correlación

La correlación es una operación matemática en la que se toman dos señales de entrada para obtener una tercera como salida. Es una técnica óptima para detectar una forma de onda conocida dentro de una señal contaminada con ruido [29].

Dada una señal de N muestras en el dominio del tiempo definida como x[n], es posible calcular la DFT por correlación y obtener la parte real e imaginaria de dicha señal en el dominio de la frecuencia, utilizando las siguientes ecuaciones:

$$Re X[k] = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x[n] * \cos\left(\frac{2\pi n}{N}k\right) \right\}$$
(3.2)

$$Im X[k] = \frac{-2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x[n] * \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi n}{N}k\right) \right\}$$
(3.3)

Donde x[n] = señal discreta en el dominio del tiempo.

n = índice de muestra.

- k = índice de frecuencia de la señal patrón.
- N = número de muestras en un periodo.

Aunque estas ecuaciones representan la parte real y la parte imaginaria de una señal, no emplean números complejos un sus elementos. Estas ecuaciones correlacionan una onda patrón con la señal en el dominio del tiempo que se desea analizar.

Es importante señalar que el índice k en las ecuaciones 3.2 y 3.3 determina la frecuencia de las componentes que serán encontradas por estas ecuaciones. Es decir, si la señal muestreada x[n] es el resultado de la suma de varias señales a distintas frecuencias; la parte real y parte imaginaria que se obtengan de las ecuaciones 3.2 y 3.3, corresponderán solamente a la frecuencia indicada en el índice k. Esto implica que para obtener un espectro completo de frecuencia de x[n], sería necesario repetir el procedimiento con distintos índices de frecuencia.

La DFT por correlación es un método utilizado en medidores eléctricos para estimar fasores de voltaje y corriente, al mismo tiempo que elimina la componente de corriente directa y la distorsión armónica de la señal muestreada [20].

## 3.2.2. Transformada Rápida de Fourier

La FFT es uno de los temas más importantes en el procesamiento de señales digitales. Se trata de una técnica matemática empleada para transformar una señal periódica en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, en forma rápida y eficiente [25].

Mientras que la DFT se refiere a una transformación matemática, la FFT alude a una familia específica de algoritmos para calcular la DFT rápidamente. En otras palabras, la FFT es una forma eficiente de calcular la DFT, aprovechando ciertas características como la simetría y periodicidad del método [24].

En [31] se expone un algoritmo para el cálculo de la FFT que consta de tres pasos principales, los cuales son descritos a continuación:

- 1. *Descomposición de la señal*. Aplicar un particular método de descomposición (reordenamiento por bit inverso), donde a partir de una señal de N muestras en el dominio del tiempo, se obtienen N señales de una sola muestra (aun en el dominio del tiempo).
- 2. *Cálculo de espectros*. A partir de las N señales de una muestra obtenidas en el primer paso, se calculan los N espectros en el dominio de la frecuencia aplicando la transformada discreta de Fourier a cada señal con la ecuación 3.1.
- 3. *Unificación de espectros*. Finalmente, los N espectros deben ser sintetizados en uno solo, este único espectro estará formado por N muestras que representan el contenido armónico de la señal analizada.

Resulta importante mencionar que solo la primera mitad del espectro de frecuencia contiene información útil, ya que la segunda mitad es el espejo y el conjugado de la primera parte. Por ello, todos los algoritmos de medición de variables eléctricas en el dominio de la frecuencia solo consideran los primeros N/2 componentes del espectro.

Los dos primeros pasos mencionados en esta sección, se llevan a cabo aplicando el teorema de Danielson-Lanczos, mientras que el último paso se logra empleando una metodología denominada "Operaciones de Mariposa". Ambos procedimientos son descritos a continuación.

#### 3.2.2.1. Teorema de Danielson-Lanczos

El teorema de Danielson-Lanczos sostiene que la ecuación 3.1 que define la transformada discreta de Fourier de N muestras (donde N es par), puede reescribirse como la suma de dos transformadas discretas de Fourier de N/2, una formada por las muestras pares y otra por las muestras nones [53], tal que:

$$F(n) = E + 0 \tag{3.4}$$

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N/2^{-1}} x(2k)e^{-j\frac{2\pi kn}{N/2}} + W_N^n \sum_{k=0}^{N/2^{-1}} x(2k+1)e^{-j\frac{2\pi kn}{N/2}}$$
(3.5)

Donde:

E = elementos pares (Even). O = elementos nones (Odd).  $W_N^n = e^{(-j2\pi n/N)} = \text{factor de giro}$ 

De forma similar, es posible tomar los términos resultantes en la ecuación 3.5 y dividirlos nuevamente aplicando el mismo principio, obteniendo ahora una suma de cuatro transformadas de N/4 muestras.

$$F(n) = EE + EO + OE + OO$$
(3.6)

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N/4^{-1}} x(4k) e^{-j\frac{2\pi kn}{N/4}} + W_{\frac{N}{2}}^{n} \sum_{k=0}^{N/4^{-1}} x(4k+2) e^{-j\frac{2\pi kn}{N/4}} + W_{N}^{n} \sum_{k=0}^{N/4^{-1}} x(4k+1) e^{-j\frac{2\pi kn}{N/4}} + \dots + W_{N}^{n} W_{\frac{N}{2}}^{n} \sum_{k=0}^{N/4^{-1}} x(4k+3) e^{-j\frac{2\pi kn}{N/4}}$$
(3.7)

Este procedimiento puede continuar hasta que se tengan N sumatorias que consten de una sola muestra, lo que implica que cada término será la transformada de una señal compuesta por un

solo punto. La ventaja de esta situación es que al aplicar la DFT a una señal de estas características, el resultado es la muestra en sí. Por ejemplo, si se tiene una señal de N=1 y la única muestra existente es x(0) = 10, sustituyendo estos valores en la ecuación 3.1 se tiene que:

$$F(0) = \sum_{k=0}^{1-1} x(0)e^{-j\frac{2\pi k(0)}{1}} = \sum_{k=0}^{0} 10e^{-j2\pi k(0)} = 10e^{-j2\pi (0)(0)} = 10e^{0} = 10$$
(3.8)

La ecuación 3.8 demuestra que la DFT de una señal de una muestra, aplicando la ecuación 3.1, es la propia muestra. Esto implica que al aplicar exhaustivamente el teorema de Danielson-Lanczos a una señal en el dominio del tiempo de N muestras, se obtienen N señales en el dominio del tiempo de 1 muestra, equivalentes a N espectros en el dominio de la frecuencia.

Este conjunto de espectros de frecuencia deberán sintetizarse para obtener un solo espectro de frecuencia de la señal original. En la figura 3.1 se ejemplifica el teorema de Danielson-Lanczos tomando una señal de 16 puntos y aplicando el procedimiento descrito anteriormente hasta obtener 16 señales de un solo punto. Esta separación y reordenamiento será de gran ayuda al momento de emplear las operaciones de mariposa.



Figura 3.1 Teorema de Danielson-Lanczos aplicado a una señal de 16 puntos. Adaptado de [31].

El método de reordenamiento mostrado en la figura 3.1 tiene su fundamento en el teorema de Danielson-Lanczos, aunque en la práctica, es conocido como *reordenamiento por bit inverso*. Es llamado así, porque el orden que adquieren las muestras después de aplicar el método es similar a reordenarlas utilizando números binarios, pero con sus bits invertidos. Por ejemplo, Si invertimos los bits de la muestra 3 (0011) obtendremos la muestra 12 (1100), o bien, al invertir la muestra 14 (1110) obtendríamos la muestra 7 (0111). Las tablas 3.1a y 3.1b ejemplifican el

reordenamiento mostrando una serie de números decimales ordenados en forma ascendente y posteriormente la misma serie, pero reordenada en base a sus números binarios invertidos.



Tabla 3.1 Reordenamiento de muestras por bit inverso.

3.2.2.2. Factor de Giro

El factor de giro es un vector de rotación que se desplaza en forma circular, en incrementos que varían conforme al número de muestras N. El mismo conjunto de valores del factor de giro se repite una y otra vez para diferentes valores de n, como se aprecia en la figura 3.2. Adicionalmente se considera simétrico, ya que aquellos puntos que están separados 180 grados son el negativo del otro [54].



## 3.2.2.3. "Operaciones de Mariposa"

El último paso de la FFT es combinar los N espectros de frecuencia en el orden inverso en el que tuvo lugar la descomposición en el dominio del tiempo.

Este procedimiento se realiza por etapas, donde la primera de ellas consiste en combinar N espectros de 1 punto para obtener N/2 espectros de 2 puntos cada uno. En una segunda etapa, se combinarán los N/2 espectros de 2 muestras para obtener N/4 espectros de 4 muestras; así sucesivamente hasta obtener un solo espectro de N puntos [31].

En la figura 3.3 se muestra un diagrama de flujo básico denominado como "Diagrama de Mariposa" (aludiendo a su aspecto). Es conocido como el elemento básico del cálculo de la FFT. Transforma dos puntos complejos en otros dos puntos complejos distintos [31].

El diagrama de mariposa se basa en el teorema de Danielson-Lanczos y en el factor de giro para crear un algoritmo eficiente para el cálculo de la FFT. En otras palabras, el diagrama de mariposa representa el algoritmo de la FFT, pero expresado en forma gráfica [55].



Figura 3.3 Diagrama de mariposa básico. Adaptado de [55].

En la figura 3.4 se observa el diagrama de mariposa para una señal de 8 muestras, la cual ha sido descompuesta y reordenada aplicando el teorema de Danielson-Lanczos [56].



Figura 3.4 Diagrama de mariposa de 3 etapas para señal de 8 puntos. Adaptado de [56].

#### 3.3. Algoritmos de medición en el dominio del tiempo

En las secciones subsecuentes se presenta una breve explicación sobre las mediciones más asiduas dentro de la ingeniería eléctrica como la medición de energía, potencia activa, potencia reactiva, potencia aparente, valores eficaces, entre otros. También se analizan las ecuaciones matemáticas que definen a cada una de estas variables, mismas que son implementadas en forma práctica en capítulos posteriores.

Existen muchas expresiones que definen las siguientes variables eléctricas; sin embargo, solo se analizan aquellas que estarán directamente ligadas a la implementación práctica.

#### 3.3.1. Potencia instantánea, energía activa y potencia activa

La potencia instantánea entregada, por una fuente, a un dispositivo eléctrico; resulta de la multiplicación de la magnitud del voltaje aplicado a dicho dispositivo en un instante determinado, por la magnitud de la corriente que circula exactamente en el mismo momento y se define por la siguiente expresión:

$$p(t) = v(t) \times i(t) \tag{3.9}$$

En donde: p(t) = potencia instantánea.

v(t) = voltaje instantáneo en terminales del dispositivo.

i(t) = corriente instantánea entregada al dispositivo.

Por otro lado, la energía activa o promedio entregada por una fuente eléctrica a un dispositivo está dada por:

$$E_{act} = \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt$$
 (3.10)

En donde:

 $E_{act}$  = energía activa.

 $t_1$  = tiempo inicial de entrega de energía.

 $t_2$  = tiempo final de entrega de energía.

Sustituyendo la ecuación 3.9 en la ecuación 3.10 se tiene:

$$E_{act} = \int_{t_1}^{t_2} v(t) \times i(t) \, dt \tag{3.11}$$

De manera similar pero para señales de voltaje y corriente en tiempo discreto, la ecuación 3.11 puede expresarse de la siguiente manera:

$$E_{act} = \sum_{n=0}^{N-1} \{v[n] \times i[n]\}$$
(3.12)

En donde:

 $E_{act}$  = energía activa. n = índice de muestra.

N = número de muestras.

En unidades SI, la unidad de energía es el Joule (J); sin embargo, una unidad comúnmente utilizada en mediciones de energía eléctrica es el kilowatt-hora (kWh), que es igual a  $3.6 \times 10^6$  Joules [57]. Adicionalmente, se debe tener en consideración las siguientes equivalencias:

$$1 kW - h = 60 kW - min = 3600 kW - seg = 3600 kJ = 216000 kW - ciclo_{60 Hz}$$
(3.13)

Finalmente, la potencia promedio es aquella que realiza un trabajo útil en un aparato eléctrico. También conocida como potencia activa o real, se obtiene de la integración de la onda de potencia instantánea durante un periodo y se define por la siguiente expresión:

$$P = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} p(t) dt$$
(3.14)

Haciendo  $T = t_2 - t_1 \& t_1 = 0$ , la ecuación 3.14 puede reescribirse como:

$$P = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} p(t) dt$$
 (3.15)

En donde: T = periodo de la señal.

Mientras que para señales discretas se tiene que:

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{ v[n] \times i[n] \}$$
(3.16)

En donde: N = número de muestras contenidas en un periodo.

La variable *P* representa la potencia activa al analizar las formas de onda de voltaje y corriente presentes en un circuito. Además, este mismo resultado también representa la energía activa del
mismo circuito expresada en watt-ciclo $_{60Hz}$ . Otra ecuación para calcular la energía activa si la potencia activa es conocida es:

$$E_{act} = P \times t \tag{3.17}$$

En donde: t = tiempo de consumo.

Si bien la ecuación 3.12 obtiene un valor proporcional a la energía activa, se trata de un número adimensional. Dicho valor cambia dependiendo del número de muestras empleadas en la formula. Es decir, si señales idénticas de voltaje y corriente son muestreadas con N = 8 y posteriormente con N = 16, el valor calculado será distinto, aunque se trate de las mismas señales. Otra forma de determinar la energía activa es calculando primero la potencia activa con la ecuación 3.16, y a partir de este resultado, obtener la energía activa con la ecuación 3.17 en las unidades que se requiera, aplicando equivalencias similares a las planteadas en la ecuación 3.13.

#### 3.3.2. Valor eficaz

Para definir el concepto de valor eficaz, considere una onda de corriente periódica. El valor eficaz de dicha corriente periódica resulta igual al valor de la corriente directa, que al fluir a través de una resistencia de R ohm, ambas disipan la misma potencia promedio [58].

La definición anterior aplica también para señales de voltaje, corriente o cualquier forma de onda periódica no necesariamente sinusoidal. Matemáticamente, el valor eficaz de una señal periódica se define por la ecuación:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{0}^{T} [x(t)]^2 dt}$$
(3.18)

En donde:  $X_{RMS}$  = valor eficaz. x(t) = función periódica continua en el tiempo. T = periodo de la función.

La ecuación 3.18 permite encontrar el valor eficaz de cualquier señal periódica definida en el tiempo, siempre y cuando, la función x(t) sea conocida. De manera similar, el valor eficaz para señales en tiempo discreto esta dado por:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \times \sum_{n=0}^{N-1} (x[n])^2}$$
(3.19)

En donde:  $X_{RMS}$  = valor eficaz. x[n] = función periódica en tiempo discreto. N = número de muestras.

#### 3.3.3. Potencia aparente

La potencia aparente es el resultado de la suma vectorial de la potencia activa y la potencia reactiva total, también se define como el producto de los valores eficaces de voltaje y corriente aplicados a un circuito eléctrico y es expresada por la siguiente ecuación:

$$S = V_{RMS} \times I_{RMS} \tag{3.20}$$

Donde:

S = potencia aparente.  $V_{RMS} =$  voltaje eficaz.  $I_{RMS} =$  corriente eficaz.

Adaptando ligeramente la ecuación 3.19 y sustituyendo en la ecuación 3.20, se puede obtener la ecuación para el cálculo de la potencia aparente en tiempo discreto, tal que:

$$S = \frac{1}{N} \left\{ \left[ \sum_{n=0}^{N-1} (v[n])^2 \right]^{1/2} \times \left[ \sum_{n=0}^{N-1} (i[n])^2 \right]^{1/2} \right\}$$
(3.21)

O bien, si los valores eficaces de voltaje y corriente han sido obtenidos previamente, la potencia aparente puede ser calculada directamente con la ecuación 3.20.

#### 3.3.4. Potencia reactiva total

El concepto convencional de potencia reactiva es utilizado para describir la pérdida de potencia en un sistema debido a la producción de campo eléctrico y campo magnético [26]. Esta definición ha estado vigente desde principios del siglo pasado; sin embargo, otras aproximaciones definen a la potencia reactiva como toda aquella potencia que no genera un trabajo útil. Una forma de calcular la potencia reactiva que considera los reactivos producidos por cargas que no son puramente resistivas, así como aquellos producidos por la presencia de distorsión armónica en las señales de voltaje y corriente (condiciones no sinusoidales) es aplicando la ecuación:

$$Q' = \sqrt{S^2 - P^2}$$
(3.22)

Donde: Q' = potencia reactiva total

Es importante señalar que la variable *S* dentro de la ecuación 3.22 debe ser calculada empleando la ecuación 3.20 ó 3.21 para que incluya los reactivos generados por la distorsión armónica dentro de las señales de voltaje y corriente.

## 3.3.5. Factor de potencia

El factor de potencia en señales sinusoidales se define como el coseno de la diferencia entre los ángulos de fase del voltaje aplicado y la corriente en el circuito [57].

Si se tiene un voltaje aplicado en las terminales de un circuito eléctrico dado por:

$$v(t) = V * \cos(\omega t + \alpha)$$
(3.23)

Y la corriente que circula por el mismo circuito está dada por:

$$i(t) = I * \cos(\omega t + \beta)$$
(3.24)

Entonces el factor de potencia estará definido por:

$$fp = \cos(\alpha - \beta) = \cos\varphi \tag{3.25}$$

Donde:

fp = factor de potencia.

 $\alpha$  = ángulo de fase de la señal de voltaje.

 $\beta$  = ángulo de fase de la señal de corriente.

La definición anterior de factor de potencia, así como la ecuación 3.25, no son validas cuando se trabaja con señales que presentan distorsión armónica. Para ello, existe un concepto más amplio del factor de potencia que lo define como la razón entre la potencia activa entregada y el producto del voltaje eficaz por la intensidad de corriente eficaz que circula por un circuito. En otras palabras, el cociente entre la potencia activa y la potencia aparente, tal que:

$$fp = \frac{P}{S} \tag{3.26}$$

Donde:

P = potencia activa. S = potencia aparente.

## 3.3.6. Mediciones fasoriales utilizando DFT por correlación

La representación fasorial de una función sinusoidal está definida como un número complejo que contiene la magnitud y el ángulo de fase de la función original [57].

Por ejemplo, sea una forma de onda en el dominio del tiempo dada por la expresión:

$$v(t) = V_p * \cos(\omega t + \varphi)$$
(3.27)

Su representación fasorial en el dominio de la frecuencia será:

$$V = V_p e^{j\varphi} \tag{3.28}$$

Donde:  $V_p$  = voltaje pico (Volts).  $\varphi$  = ángulo de fase (radianes).

En un caso teórico como el mostrado en las ecuaciones 3.27 y 3.28, donde la ecuación de la onda sinusoidal es conocida, se puede obtener directamente el fasor correspondiente por simple inspección de la ecuación 3.27. Sin embargo, se vuelve un poco más complicado hacerlo con señales reales donde no se cuenta con esta información y el fasor debe ser determinado en base a valores discretos, obtenidos del muestreo de las mismas. Para este tipo de problemas se emplean técnicas matemáticas como la DFT por correlación.

Utilizando las ecuaciones 3.2 y 3.3 es posible identificar la componente fundamental de una señal desconocida en coordenadas rectangulares. Una vez hecho esto, solamente es necesario calcular la magnitud y ángulo de fase a partir de las componentes rectangulares, aplicando el teorema de Pitágoras o algunas fórmulas trigonométricas básicas como:

$$|X_k| = \sqrt{(Re X[k])^2 + (Im X[k])^2}$$
(3.29)

$$\varphi_k = \operatorname{sen}^{-1}\left(\frac{\operatorname{Im} X[k]}{|X|}\right) \tag{3.30}$$

Considerando que al utilizar la DFT se extraen solamente las componentes rectangulares correspondientes a la frecuencia deseada (normalmente la frecuencia fundamental), es como si se analizara una señal sinusoidal pura, por lo tanto, es válido dividir la magnitud obtenida sobre  $\sqrt{2}$  para obtener un fasor en valor eficaz, de manera que:

$$|X_{RMS\,k}| = \frac{|X_k|}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{(Re\,X[k])^2 + (Im\,X[k])^2}{2}}$$
(3.31)

#### 3.3.7. Medición de distorsión armónica total

La distorsión armónica es una forma de ruido eléctrico. Es la superposición de señales en múltiplos de la frecuencia fundamental sobre la misma onda sinusoidal. Es decir, son las componentes de frecuencia no fundamental de una onda de energía eléctrica deformada [57]. Esta distorsión es producida principalmente por cargas no lineales que demandan corrientes en pulsos. Estas corrientes crean caídas de voltaje en el sistema eléctrico, como resultado de la

interacción de las corrientes con la impedancia del sistema. El porcentaje de distorsión armónica total se define como:

$$\% THD = \frac{\sqrt{(X_{RMS\,2})^2 + (X_{RMS\,3})^2 + (X_{RMS\,4})^2 + \dots + (X_{RMS\,n})^2}}{X_{RMS\,1}} \times 100$$
(3.32)

O bien, si se los datos conocidos son el valor eficaz total y la componente fundamental entonces:

$$\% THD = \frac{\sqrt{(X_{RMS})^2 - (X_{RMS\,1})^2}}{X_{RMS\,1}} \times 100$$
(3.33)

Donde:

:  $X_{RMS l}, X_{RMS 2}, X_{RMS n}$  = valor eficaz del primero, segundo y enésimo armónico de la señal de voltaje o corriente.

#### 3.3.8. Medición de frecuencia por cruce por cero

El algoritmo de cálculo de frecuencia por cruce por cero consiste en detectar un cambio de signo (cruce por cero) de la señal de interés, ya sea con pendiente negativa o positiva, y a partir de este instante, cuantificar el número de muestras hasta que se detecte el próximo cambio de signo bajo las mismas características. Normalmente, la cantidad de muestras entre un cero y otro serán un número fraccionario; por lo tanto, se requiere contabilizar las muestras entre ceros y adicionalmente calcular la fracción de muestra para obtener una cantidad precisa.

Para hacer este último cálculo, se realiza una interpolación lineal con las muestras anterior y posterior al cruce por cero. Esto permite aproximar con suficiente exactitud la fracción de muestra en la que ocurre el cruce. Una vez calculado el número exacto de muestras entre ceros, se puede calcular fácilmente la frecuencia de la señal, aplicando la siguiente ecuación:

$$f_s = \frac{f_m}{N_0} \tag{3.34}$$

Donde:

 $f_s$  = frecuencia de la señal medida (Hz).  $f_m$  = frecuencia de muestreo del convertidor analógico-digital (Hz).  $N_0$  = número de muestras entre ceros.

## 3.3.9. Secuencia del algoritmo

Una vez analizadas las ecuaciones de variables eléctricas para señales discretas, se propone la secuencia de cálculo mostrada en la figura 3.5, donde a partir de dos tablas de valores discretos se obtienen diez diferentes mediciones ilustradas en uno de los extremos de la figura. Durante el proceso de cálculo, también se obtienen las componentes fundamentales de ambas señales.



# 3.4. Algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia

Hasta ahora, los algoritmos de medición que se han presentado, manipulan la información y realizan todos sus cálculos en el dominio del tiempo. Solo la medición fasorial, expuesta en la sección 3.3.6, utiliza la DFT por correlación para obtener solo la componente fundamental de la señal medida en el dominio de la frecuencia (en forma fasorial); sin embargo, utilizar este método para obtener todo el espectro de frecuencia resulta impráctico, ya que sería necesario repetir el mismo procedimiento para cada componente, implicando muchas operaciones.

Como se explica en la sección 3.2.2, la FFT es un algoritmo que permite calcular el espectro de frecuencia de forma rápida y eficiente a partir de una señal en el dominio del tiempo.

Las ecuaciones descritas a continuación utilizan la FFT como primer paso para calcular todas las variables eléctricas descritas en la sección 3.3, pero ahora, en el dominio de la frecuencia. Dichas ecuaciones varían ligeramente con respecto a las ecuaciones en el dominio del tiempo, ya que manejan la parte real y la parte imaginaria de cada componente del espectro; sin embargo, esto hace posible obtener mediciones adicionales y también analizar el contenido armónico presente en las formas de ondas de interés.

Suponiendo que se ha muestreado una señal de voltaje y otra de corriente pertenecientes a un circuito eléctrico de corriente alterna; y que se ha aplicado el método de cálculo de la FFT propuesto en [31] para expresar dicha señal en el dominio de la frecuencia. Entonces, el método arrojará como resultado 4 arreglos que son identificados como  $V_{RE}(k)$ ,  $V_{IM}(k)$ ,  $I_{RE}(k)$  e  $I_{IM}(k)$ . Los primeros dos arreglos representan el conjunto de partes reales y partes imaginarias del espectro de frecuencia de la señal de voltaje, mientras que los últimos dos, aluden a los arreglos de las partes reales e imaginarias de la señal de corriente.

El índice k de estos arreglos, indica el número del armónico a la que pertenece cada parte real o imaginaria. Cuando k = 0, se trata de la componente de corriente directa determinada por el algoritmo de la FFT, k = 1 representa la componente fundamental, k = 2 el segundo armónico y así sucesivamente hasta k = N/2.

Una vez obtenidos los arreglos que expresan el espectro de frecuencia de las señales de voltaje y corriente, es posible emplear las ecuaciones de variables eléctricas en el dominio de la frecuencia que se presentan a continuación.

• Valor eficaz

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N/2^{-1}} [X_{RE}^2(k) + X_{IM}^2(k)]}$$
(3.35)

• Potencia activa y energía activa.

$$P = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N/2^{-1}} \{ [V_{RE}(k) \times I_{RE}(k)] + [V_{IM}(k) \times I_{IM}(k)] \}$$
(3.36)

La ecuación 3.17 también es válida para calcular la energía activa entregada en un intervalo de tiempo, a partir del valor de potencia que sea calculado empleando la ecuación 3.36.

• Potencia reactiva y energía reactiva.

Partiendo de la ecuación:

$$Q = \sum_{k=1}^{N/2^{-1}} [V_{RMS}(k) \times I_{RMS}(k)] \sin(\varphi)$$
(3.37)

Esta puede reescribirse para emplearse directamente con los datos que arroja la FFT, tal que:

$$Q = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N/2^{-1}} \{ [V_{IM}(k) \times I_{RE}(k)] - [V_{RE}(k) \times I_{IM}(k)] \}$$
(3.38)

Y para calcular la energía reactiva puede aplicarse la expresión:

$$E_R = Q \times t \tag{3.39}$$

• Potencia Compleja, Potencia Aparente y Potencia de Distorsión.

Las definiciones de potencia aparente (S) y potencia reactiva (Q) provienen de la necesidad de cuantificar la porción de potencia que no produce un trabajo útil. Las ecuaciones 3.37 y 3.38 son ampliamente utilizadas para cuantificar la potencia reactiva en sistemas de corriente alterna; sin embargo, bajo condiciones no sinusoidales, esta definición resulta insuficiente, ya que no considera los productos entre voltajes y corrientes armónicas a diferentes frecuencias. Dado que estas ecuaciones no consideran las pérdidas de potencia ocasionadas por operar bajo condiciones no sinusoidales, resulta incorrecto afirmar que la potencia aparente (S) es el resultado de la suma vectorial de la potencia activa y la potencia reactiva. Por el contrario, el resultado de dicha suma vectorial es definido en [59] como **Potencia Compleja** ( $S_{PQ}$ ) tal que:

$$S_{PQ} = P + jQ \tag{3.40}$$

Por otro lado, las pérdidas de potencia bajo condiciones no sinusoidales son mejor caracterizadas por otra definición de potencia conocida como *Potencia de Distorsión (D)* y definida como:

$$D = \sqrt{S^2 - S_{PQ}^2}$$
(3.41)

Donde *S* resulta de la multiplicación de los valores eficaces como se planteó en la ecuación 3.20, pero ahora que ha sido planteada la potencia compleja y la potencia de distorsión, se puede decir que:

$$S = V_{RMS} \times I_{RMS} = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \sqrt{S_{PQ}^2 + D^2}$$
 (3.42)

Ahora bien, si se desea considerar la potencia reactiva Q y la potencia de distorsión D como una sola magnitud, puede calcularse la potencia reactiva total de la siguiente manera:

$$Q' = \sqrt{Q^2 + D^2}$$
(3.43)

El valor que resulta de aplicar la ecuación 3.43 debe ser idéntico al que se obtiene empleando la ecuación 3.22, ya que esta última ecuación también considera los casos bajo condiciones no sinusoidales.

• Factor de desplazamiento, factor de distorsión y factor de potencia

Debido a la presencia de la potencia de distorsión que se da bajo condiciones no sinusoidales, la representación gráfica de la potencia se muestra en un marco de referencia tridimensional, en lugar del clásico triangulo de potencia en dos dimensiones. Esta nueva representación es conocida como tetraedro de potencia y se aprecia en la figura 3.6.

En consecuencia a esta nueva representación, también se define el *factor de desplazamiento* como el cociente entre la potencia activa y la potencia compleja, tal que:

$$f_{DESP} = \cos(\theta) = \frac{P}{S_{PQ}}$$
(3.44)

De manera similar, se define un *factor de distorsión* como el cociente entre la potencia compleja y la potencia aparente, tal que:

$$f_{DIST} = \cos(\lambda) = \frac{S_{PQ}}{S}$$
(3.45)

Y finalmente el *factor de potencia* queda definido en función del factor de desplazamiento y el factor de distorsión como:

$$fp = \cos(\varphi) = f_{DESP} \times f_{DIST} = \cos(\theta) \times \cos(\lambda) = \frac{P}{S_{PQ}} \times \frac{S_{PQ}}{S} = \frac{P}{S}$$
 (3.46)



Figura 3.6 Tetraedro de potencia. Adaptado de [59].

• Distorsión armónica total

$$\% THD = \frac{\sqrt{X_{RMS}^2 - X_{RMS\,1}^2}}{X_{RMS\,1}} \times 100 \tag{3.47}$$

En este caso, X<sub>RMS 1</sub> se obtiene directamente del cálculo de la FFT. El segundo valor del espectro de frecuencia (k = 1) representa la componente fundamental, solo es necesario dividir sobre  $\sqrt{2}$  para obtener el valor eficaz de la frecuencia fundamental y sustituirlo en la ecuación 3.47.

#### 3.4.1. Secuencia del algoritmo

Las ecuaciones descritas en esta sección y el orden en que pueden ser calculadas se muestran en la figura 3.7, describiendo la secuencia de cálculo del algoritmo en el dominio de la frecuencia. Se observan las dos tabulaciones que representan el muestreo de las señales de voltaje y corriente en el dominio del tiempo y como son modificadas por la FFT para ser convertidas al dominio de la frecuencia. Finalmente, se aplican las ecuaciones de variables eléctricas en el dominio de la frecuencia y se obtienen las mediciones mostradas en la figura 3.7.

A partir de las mediciones en la figura 3.7, aun se pueden obtener las potencias de distorsión y compleja junto con sus respectivos factores de distorsión y desplazamiento.



## 3.5. Análisis de algoritmos de medición

Antes de aplicar en forma práctica los algoritmos de medición presentados en este capítulo, resulta apropiado analizar su comportamiento ante diferentes situaciones. A continuación se describe una metodología y una Herramienta de Simulación de Mediciones Eléctricas (HSME) usada para examinar el desempeño de los algoritmos mencionados. Dicha herramienta fue desarrollada considerando que los algoritmos serian implementados en un dispositivo digital y ante señales que podrían presentar distorsión armónica, diversos factores de potencia, baja amplitud, entre otros factores adversos.

La herramienta de cálculo que se describe a continuación fue programada en MATLAB® y permitió implementar todas las ecuaciones de tiempo discreto analizadas en las secciones 3.3 y 3.4, así como reproducir, examinar y probar el algoritmo planteado en [31] para el cálculo de la FFT, antes de ser utilizado en el medidor prototipo.

MATLAB® cuenta con algunas funciones que permiten obtener la FFT a partir de un conjunto de valores con solo utilizar un comando. Sin embargo, dichas funciones no fueron utilizadas, ya que era necesario desarrollar y probar un método que pudiera ser programado en el microcontrolador del medidor prototipo.

Para el análisis de los algoritmos, se plantean cinco casos de estudio. Cada caso propone un par de ondas sinusoidales, definidas por sus respectivas funciones matemáticas para simular señales típicas de un sistema eléctrico de corriente alterna. Dichas ecuaciones son tabuladas para emular la información que proporcionaría un ADC ideal (sin errores de truncamiento) y de esta forma evaluar el desempeño de los algoritmos ante valores discretos, similares a los que se presentan en un dispositivo digital.

Las pruebas descritas a continuación, permitieron determinar el número de muestras apropiado para implementarse en el medidor prototipo. Asimismo, fue posible apreciar las ventajas y limitaciones de cada algoritmo. Las conclusiones derivadas de este análisis se describen al final del capítulo.

## 3.5.1. Metodología de prueba

Como se menciona en la sección anterior, en cada caso de estudio se utilizan dos ecuaciones que involucran la función coseno para generar formas de onda sinusoidales que emulan voltajes y corrientes alternas. Dichas ecuaciones son de la forma:

$$v(t) = V_1 \cos(\omega_{v1}t + \varphi_{v1}) + V_2 \cos(\omega_{v2}t + \varphi_{v2}) + \dots + V_n \cos(\omega_{vn}t + \varphi_{vn}) \quad (3.48)$$

 $i(t) = I_1 \cos(\omega_{i1}t + \varphi_{i1}) + I_2 \cos(\omega_{i2}t + \varphi_{i2}) + \dots + I_n \cos(\omega_{in}t + \varphi_{in})$ (3.49)

Donde: v(t) = señal de voltaje alterno.  $V_I = amplitud de la componente fundamental de la señal de voltaje.$   $\omega_{vI} =$ frecuencia angular de la componente fundamental de la señal de voltaje.  $\varphi_{vI} =$ ángulo de fase de la componente fundamental de la señal de voltaje.  $V_n =$ amplitud del enésimo armónico de la señal de voltaje.  $\omega_{vn} =$ frecuencia angular del enésimo armónico de la señal de voltaje.  $\varphi_{vn} =$ ángulo de fase del enésimo armónico de la señal de voltaje.  $\varphi_{vn} =$ ángulo de fase del enésimo armónico de la señal de voltaje. i(t) =señal de corriente alterna.

Nota: la nomenclatura de la ecuación 3.48 es similar a la que presenta la ecuación 3.49.

Empleando las ecuaciones 3.48 y 3.49, se pueden generar infinidad de pares de señales, con la posibilidad de agregar distorsión armónica, cambiar sus ángulos de fase o modificar la amplitud de cualquier componente (fundamental o armónica). Estas ecuaciones fueron manipuladas para producir los siguientes casos de estudio:

- 1. Formas de onda de voltaje y corriente en fase, sin distorsión armónica.
- 2. Formas de onda de voltaje y corriente en fase, ambas con distorsión armónica.
- 3. Forma de onda de corriente atrasada con respecto al voltaje, sin distorsión armónica.
- 4. Forma de onda de corriente atrasada con respecto al voltaje y ambas señales con distorsión armónica.
- 5. Forma de onda de corriente atrasada con respecto al voltaje y ambas señales con distorsión armónica de alto orden.

En todos los casos de estudio, primero se obtuvo el valor de cada variable eléctrica en forma analítica; es decir, utilizando las ecuaciones para señales continuas, descritas también en este capítulo. Las cantidades obtenidas por este método son consideradas en este trabajo como el valor real y exacto de cada variable eléctrica.

Posteriormente, se recalculan las variables eléctricas empleando la HSME con diferentes números de muestras por periodo de señal para cada caso de estudio. Se sabe que un mayor número de muestras puede mejorar la exactitud de los algoritmos; sin embargo, una excesiva cantidad dificulta la implementación práctica de los mismos. Por este motivo, se presentan los resultados obtenidos utilizando 8, 64 y 256 muestras para cada uno de los 5 casos de estudio mencionados en esta sección.

En resumen, para cada caso de estudio se calculan sus respectivas variables eléctricas en forma analítica, se obtienen tres diferentes tabulaciones (8, 64 y 256 muestras por periodo) del par de señales empleadas en cada caso. Finalmente, se calculan sus variables eléctricas para cada tabulación empleando algoritmos en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.

Esta metodología permite comparar los resultados obtenidos en forma analítica, con los calculados empleando ecuaciones de tiempo discreto. Asimismo, permite analizar la exactitud de dichas ecuaciones con diferente número de muestras o ante condiciones adversas. Además, es posible contraponer el desempeño de los algoritmos en el dominio del tiempo contra aquellos en el dominio de la frecuencia.

## 3.5.2. Descripción de la herramienta de simulación de mediciones eléctricas

La HSME realiza un análisis en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia del par de ecuaciones que sean declarados como voltaje y corriente, tabulando un periodo de estas señales, para obtener una sucesión de valores que simulan un conjunto de muestras discretas. Dichos valores se utilizan para calcular variables eléctricas utilizando las ecuaciones de tiempo discreto expuestas en las secciones 3.3 y 3.4.

El análisis en el dominio del tiempo utiliza directamente la tabulación de las ecuaciones que definen las señales de voltaje y corriente. Por otro lado, el cálculo en el dominio de la frecuencia primero emplea la FFT para obtener el espectro de frecuencia de estas señales; y posteriormente, calcular sus variables eléctricas. La figura 3.8 muestra el diagrama de flujo del programa de la HSME en cuestión.



Figura 3.8 Diagrama de flujo de herramienta de cálculo desarrollada en MATLAB®.

Los algoritmos en el dominio del tiempo permiten evaluar las siguientes variables: voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ), corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ), energía activa ( $E_{ACT}$ ), potencia activa (P), potencia reactiva total (Q'), potencia aparente (S), factor de potencia (fp), fasor fundamental de voltaje ( $V_{RMS I}$ ), fasor fundamental de corriente ( $I_{RMS I}$ ), distorsión armónica total de la señal de voltaje ( $THD_V$ ) y distorsión armónica total de la señal de la señal de corriente ( $THD_I$ ).

Mientras que empleando los algoritmos en el dominio de la frecuencia se obtienen las siguientes: voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ), corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ), energía activa ( $E_{ACT}$ ), potencia activa (P), potencia reactiva (Q), potencia de distorsión (D), potencia reactiva total (Q'), potencia compleja ( $S_{PQ}$ ), potencia aparente (S), factor de desplazamiento ( $f_{DESP}$ ), factor de distorsión ( $f_{DIST}$ ), factor de potencia (fp), distorsión armónica total de la señal de voltaje ( $THD_V$ ), distorsión armónica total de la señal de corriente ( $THD_I$ ), contenido armónico de la forma de onda de voltaje ( $V_{RMS I}$ ,  $V_{RMS_2}$ ,  $V_{RMS_3}$ ,...,  $V_{RMS_{(N/2)-I}}$ ) y contenido armónico de la forma de onda de corriente ( $I_{RMS I}$ ,  $I_{RMS_2}$ ,  $I_{RMS_3}$ ,...,  $I_{RMS_{(N/2)-I}}$ ).

El diagrama de flujo del algoritmo de la FFT se muestra en la figura 3.9. El código de este algoritmo, así como el de toda la herramienta, puede consultarse en el apéndice B.



#### 3.5.3. Análisis y simulación de algoritmos.

En esta sección se presentan los resultados de simulación empleando la metodología planteada en la sección 3.5.1. El origen de la información aquí presentada se explica en los apéndices A y B. El cálculo de los valores exactos de las variables eléctricas para cada caso de prueba se expone en el apéndice A, mientras que el apéndice B documenta el código fuente de la HSME. Adicionalmente, en el apéndice C se presenta un ejemplo de la metodología de cálculo de la FFT descrita en [31] para un determinado par de señales (mismo método que utiliza la HSME).

#### • CASO 1. Formas de onda de voltaje y corriente en fase sin distorsión armónica.

Para este caso de estudio, se emplea el siguiente par de ecuaciones:

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos(\omega t) \tag{3.50}$$

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos(\omega t) \tag{3.51}$$

Las formas de onda que describen las ecuaciones 3.50 y 3.51 se ilustran en la figura 3.10.



Figura 3.10 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en primer caso de estudio.

La figura 3.11 ilustra el contenido armónico encontrado por el algoritmo de la FFT. En este caso, los resultados que arrojó el algoritmo coincidieron con los valores exactos obtenidos por el método analítico. Las mediciones obtenidas con este último y los resultados que arrojó la HSME se sintetizan en la tabla 3.2, mientras que el respectivo tetraedro de potencia se aprecia en la figura 3.12.



Figura 3.11 Contenido armónico del primer caso calculado con FFT a 64 muestras.

CASO	Valor	8 mue	estras	64 mu	iestras	256 mt	iestras	Unidadaa	
1	Real	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Unitaties	
V <sub>RMS</sub>	127	127	127	127	127	127	127	V	
I <sub>RMS</sub>	30	30	30	30	30	30	30	А	
EACT	1.905	1.905	1.905	1.905	1.905	1.905	1.905	kW-h	
Р	3810	3810	3810	3810	3810	3810	3810	W	
Q	0	N.A.	0	N.A.	0	N.A.	0	VAr	
D	0	N.A.	0	N.A.	0	N.A.	0	VAr	
<i>Q</i> '	0	0.00006104	0	0	0	0.00007475	0	VAr	
S <sub>PQ</sub>	3810	N.A.	3810	N.A.	3810	N.A.	3810	VA	
S	3810	3810	3810	3810	3810	3810	3810	VA	
$f_{DESP}$	1	N.A.	1	N.A.	1	N.A.	1		
$f_{DIST}$	1	N.A.	1	N.A.	1	N.A.	1		
fp	1	1	1	1	1	1	1		
$THD_V$	0	0	0	0	0	0	0	%	
THD <sub>I</sub>	0	0	0	0	0	0	0	%	
V <sub>RMS 1</sub>	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	V	
I <sub>RMS 1</sub>	30∠0°	30∠0°	30∠0°	30∠0°	30∠0°	30∠0°	30∠0°	А	

Tabla 3.2 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del primer caso de estudio.



Figura 3.12 Tetraedro de potencia del primer caso de estudio.

### ✤ Observaciones del primer caso de estudio.

En este caso de estudio, se simularon formas de onda de voltaje y corriente, sin distorsión armónica ni desfasamiento, simulando un caso ideal de carga puramente resistiva y alimentación sinusoidal. Teóricamente, esta situación debe arrojar mediciones nulas de potencia reactiva, potencia de distorsión y THD, así como factores de potencia, desplazamiento y distorsión iguales a un valor unitario.

En la tabla 3.2 se aprecian los valores reales obtenidos por el método analítico, donde efectivamente se obtienen resultados con las características que se señalan en el párrafo anterior. De igual forma, en las siguientes columnas de la tabla 3.2 se observan los resultados obtenidos por los algoritmos en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia simulados por la HSME.

Todas las variables eléctricas calculadas con ADT y ADF coinciden con los valores exactos determinados por el método analítico, salvo la medición de potencia reactiva total calculada con ADT usando 8 y 256 muestras (resaltado en la tabla 3.2). En estas mediciones no se obtuvo exactamente un valor nulo, sino un valor ligeramente superior a cero. No obstante, en ambos casos este valor es inferior a una diezmilésima de VAr, por lo que se puede considerar como un cero práctico.

Cabe señalar que la figura 3.12 solo muestra la potencia aparente, debido a que los resultados de las mediciones de potencia activa, compleja y aparente son todos iguales, mientras que las potencias de distorsión y reactiva son valores nulos.

• CASO 2. Voltaje y corriente en fase y ambas con distorsión armónica.

Para este caso de estudio, se emplea el siguiente par de ecuaciones:

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos(\omega t) + 12.7\sqrt{2}\cos(3\omega t)$$
(3.52)  
$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos(\omega t) + 3\sqrt{2}\cos(3\omega t) + 1.5\sqrt{2}\cos(5\omega t) + 0.75\sqrt{2}\cos(7\omega t)$$
(3.53)

Las formas de onda que describen las ecuaciones 3.52 y 3.53 se ilustran en la figura 3.13.



Figura 3.13 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en el segundo caso de estudio.

La tabla 3.3 muestra el contenido armónico real y el encontrado por el algoritmo de la FFT. También la figura 3.14 muestra los resultados de este algoritmo, pero en forma gráfica.

Las mediciones obtenidas por el método analítico y las que arrojó la HSME se sintetizan en la tabla 3.4. El respectivo tetraedro de potencia se ilustra en la figura 3.15.

CASO 2	Fasor	de voltaje e	ficaz calculado	con ADF	Fasor de corriente eficaz calculado con ADF				
Armónico	Valor real	8 muestras	64 muestras	256 muestras	valor real	8 muestras	64 muestras	256 muestras	
1ro.	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	30∠0°	30.75∠0°	30∠0°	30∠0°	
3ro.	12.7∠0°	12.7∠0°	12.7∠0°	12.7∠0°	3∠0°	4.5∠0°	3∠0°	3∠0°	
5to.	0	N. A.	0	0	1.5∠0°	N. A.	1.5∠0°	1.5∠0°	
7mo.	0	N. A.	0	0	0.75∠0°	N. A.	0.75∠0°	0.75∠0°	

Tabla 3.3 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del segundo caso de estudio.



Figura 3.14 Contenido armónico del segundo caso calculado con FFT de 64 muestras.

CASO	Valor Poal	8 mu	estras	64 mu	iestras	256 m	uestras	Unidades
2	Valut Keal	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Unidades
V <sub>RMS</sub>	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS</sub>	30.19623321	31.07752403	31.07752403	30.19623321	30.19623321	30.19623321	30.19623321	A <sub>RMS</sub>
E <sub>ACT</sub>	1.92405	1.9812	1.9812	1.92405	1.92405	1.92405	1.92405	kW-h
Р	3848.1	3962.4	3962.4	3848.1	3848.1	3848.1	3848.1	W
Q	0	N.A.	0	N.A.	0	N.A.	0	Var
D	214.0477531	N.A.	180.975	N.A.	214.0477531	N.A.	214.0477531	Var
Q'	214.0477531	180.975	180.975	214.0477531	214.0477531	214.0477531	214.0477531	Var
SPQ	3848.1	N.A.	3962.4	N.A.	3848.1	N.A.	3848.1	VA
S	3854.048527	3966.530689	3966.530689	3854.048527	3854.048527	3854.048527	3854.048527	VA
$f_{DESP}$	1	N.A.	1	N.A.	1	N.A.	1	
$f_{DIST}$	0.998456551	N.A.	0.99895861	N.A.	0.99845655	N.A.	0.99845655	
fp	0.998456551	0.99895861	0.99895861	0.99845655	0.99845655	0.99845655	0.99845655	
THD <sub>V</sub>	10	10	10	10	10	10	10	%
THD <sub>I</sub>	11.45643924	14.63414634	14.63414634	11.45643924	11.45643924	11.45643924	11.45643924	%
V <sub>RMS 1</sub>	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	127∠0°	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS 1</sub>	30∠0°	30.75∠0°	30.75∠0°	30∠0°	30∠0°	30∠0°	30∠0°	A <sub>RMS</sub>

Tabla 3.4 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del segundo caso de estudio.



Figura 3.15 Tetraedro de potencia del segundo caso de estudio.

# \* Observaciones del segundo caso de estudio

En este caso de estudio se simularon formas de onda de voltaje y corriente con distorsión armónica, pero sin desfasamiento. Este caso permitió observar cierta particularidad de los algoritmos empleando un bajo número de muestras.

La tabla 3.4 muestra como la mayoría de las mediciones obtenidas con 8 muestras difieren del valor exacto y solo las mediciones que dependen únicamente del voltaje son correctas. Por otro lado, todas las mediciones efectuadas con 64 y 256 muestras son idénticas al valor exacto. De igual forma, en la tabla 3.3 se observa una discrepancia entre el valor real del tercer armónico de corriente y el calculado con 8 muestras; mientras tanto, las mediciones de voltaje son correctas con cualquier cantidad de muestras.

Los errores de medición descritos en el párrafo anterior, particularmente solo en la forma de onda de corriente o mediciones relacionadas a la misma con 8 muestras, son atribuidos a que dicha cantidad de muestras es insuficiente para esta forma de onda que contiene tercero, quinto y séptimo armónico. Considerando que el *Teorema de Nyquist* establece que una señal continúa es correctamente muestreada, si esta no contiene componentes de frecuencia que superen la mitad de la frecuencia de muestreo [52]; esto implica que 8 muestras son efectivamente insuficientes para la onda de corriente. Por otro lado, tal número de muestras es adecuado para el voltaje, ya que solo presenta tercer armónico.

También es importante resaltar como la distorsión armónica presente en ambas ondas se ve reflejada en el tetraedro de potencia de la figura 3.15, elevando el vector de potencia aparente por encima del plano formado por los ejes de potencia activa y reactiva.

• *CASO 3. Corriente atrasada con respecto al voltaje sin distorsión armónica.* Para este caso de estudio, se emplea el siguiente par de ecuaciones:

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \tag{3.54}$$

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \tag{3.55}$$

Las formas de onda que describen las ecuaciones 3.54 y 3.55 se ilustran en la figura 3.16.



Figura 3.16 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en tercer caso de estudio.

La figura 3.17 ilustra el contenido armónico encontrado por el algoritmo de la FFT implementado en la HSME, donde los resultados que arrojó coincidieron con los valores exactos obtenidos con el método analítico.



Las mediciones obtenidas por el método analítico y las que arrojó la HSME se sintetizan en la tabla 3.5. El respectivo tetraedro de potencia se ilustra en la figura 3.18.

CASO	Valar Daal	8 mu	estras	64 mւ	iestras	256 m	Unidedee	
3	valor Real	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Unidades
V <sub>RMS</sub>	127	127	127	127	127	127	127	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS</sub>	30	30	30	30	30	30	30	A <sub>RMS</sub>
$E_{ACT}$	1.759990509	1.75999051	1.75999051	1.75999051	1.75999051	1.75999051	1.75999051	kW-h
Р	3519.981019	3519.981019	3519.981019	3519.981019	3519.981019	3519.981019	3519.981019	W
Q	1458.023877	N.A.	1458.023877	N.A.	1458.023877	N.A.	1458.023877	VAr
D	0	N.A.	0	N.A.	0	N.A.	0	VAr
<i>Q</i> '	1458.023877	1458.023877	1458.023877	1458.023877	1458.023877	1458.023877	1458.023877	VAr
$S_{PQ}$	3810	N.A.	3810	N.A.	3810	N.A.	3810	VA
S	3810	3810	3810	3810	3810	3810	3810	VA
<i>f</i> <sub>DESP</sub>	0.92387953	N.A.	0.92387953	N.A.	0.92387953	N.A.	0.92387953	
$f_{DIST}$	1	N.A.	1	N.A.	1	N.A.	1	
fp	0.92387953	0.92387953	0.92387953	0.92387953	0.92387953	0.92387953	0.92387953	
$THD_V$	0	0	0	0.0000026	0	0	0	%
THD <sub>I</sub>	0	0	0	0.00000275	0	0	0	%
V <sub>RMS 1</sub>	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS 1</sub>	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	A <sub>RMS</sub>

Tabla 3.5 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del tercer caso de estudio.



Figura 3.18 Tetraedro de potencia del tercer caso de estudio.

## ✤ Observaciones del tercer caso de estudio.

En este caso de estudio se analizaron formas de onda sin distorsión armónica, pero desfasadas entre sí. Todas las mediciones calculadas fueron idénticas al valor exacto. Solo el ADT con 64 muestras presentó una discrepancia marginal en el THD de voltaje y corriente, pero en ambos casos inferior a una cienmilésima del valor real, como se aprecia en la tabla 3.5.

• *CASO 4. Ambas ondas con distorsión armónica y onda de corriente atrasada.* Para este caso de estudio, se emplea el siguiente par de ecuaciones:

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 12.7\sqrt{2}\cos\left(3\omega t + \frac{\pi}{16}\right)$$
(3.56)  
$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 1.5\sqrt{2}\cos\left(5\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 0.75\sqrt{2}\cos\left(7\omega t - \frac{\pi}{16}\right)$$
(3.57)

Las formas de onda que describen las ecuaciones 3.56 y 3.57 se ilustran en la figura 3.19.



Figura 3.19 Formas de onda de voltaje y corriente empleadas en cuarto caso de estudio.

La tabla 3.6 detalla el contenido armónico real y el encontrado por el algoritmo de la FFT. También la figura 3.20 muestra los resultados de este algoritmo, pero en forma gráfica. Las mediciones obtenidas por el método analítico y las que arrojó la HSME se sintetizan en la tabla 3.7, y el respectivo tetraedro de potencia se ilustra en la figura 3.21.

CASO 4	FASOR DE V	VOLTAJE EFIC	AZ CALCULAD	O CON ADF	FASOR DE CORRIENTE EFICAZ CALCULADO CON ADF						
Armónico	Valor real	8 muestras	64 muestras	256 muestras	valor real	8 muestras	64 muestras	256 muestras			
1ro.	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	30∠-11.25°	30.69425156 ∠-10.714237°	30∠-11.25°	30∠-11.25°			
3ro.	12.7∠11.25°	12.7∠11.25°	12.7∠11.25°	12.7∠11.25°	3∠-11.25°	4.42322459 ∠-3.793394°	3∠-11.25°	3∠-11.25°			
5to.	0	N. A.	0	0	1.5∠-11.25°	N. A.	1.5∠-11.25°	1.5∠-11.25°			
7mo.	0	N. A.	0	0	0.75∠-11.25°	N. A.	0.75∠- 11.25°	0.75∠- 11.25°			

Tabla 3.6 Contenido armónico de señales de voltaje y corriente del cuarto caso de estudio.



Figura 3.20 Contenido armónico del cuarto caso calculado con FFT de 64 muestras.

CASO	Mala a Daval	8 mu	8 muestras		estras	256 m	Unidados	
4	valor Real	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Unidades
V <sub>RMS</sub>	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	127.6334204	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS</sub>	30.19623321	31.01132043	31.01132043	30.19623321	30.19623321	30.19623321	30.19623321	A <sub>RMS</sub>
$E_{ACT}$	1.777590415	1.83474041	1.83474041	1.77759041	1.77759041	1.77759041	1.77759041	kW-h
Р	3555.180829	3669.480829	3669.480829	3555.180829	3555.180829	3555.180829	3555.180829	W
Q	1472.604116	N.A.	1472.604116	N.A.	1472.604116	N.A.	1472.604116	VAr
D	214.0477531	N.A.	180.975	N.A.	214.0477531	N.A.	214.0477531	VAr
Q'	1488.070972	1483.682861	1483.682861	1488.079072	1488.079072	1488.079072	1488.079072	VAr
$S_{PQ}$	3848.1	N.A.	3953.94138	N.A.	3848.1	N.A.	3848.1	VA
S	3854.048527	3958.080897	3958.080897	3854.048527	3854.048527	3854.048527	3854.048527	VA
<i>f</i> <sub>DESP</sub>	0.923879533	N.A.	0.92805646	N.A.	0.92387953	N.A.	0.92387953	
$f_{DIST}$	0.998456551	N.A.	0.99895416	N.A.	0.99845655	N.A.	0.99845655	
fp	0.922453572	0.92708586	0.92708586	0.92245357	0.92245357	0.92245357	0.92245357	
$THD_V$	10	10	10	10	10	10	10	%
THD <sub>I</sub>	11.45643924	14.41059601	14.41059601	11.45643924	11.45643924	11.45643924	11.45643924	%
V <sub>RMS 1</sub>	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS 1</sub>	30∠-11.25°	30.69425156∠ -10.71423685°	30.69425156∠ -10.71423685°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	A <sub>RMS</sub>

Tabla 3.7 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del cuarto caso de estudio.



Figura 3.21 Tetraedro de potencia del cuarto caso de estudio.

#### ✤ Observaciones del cuarto caso de estudio.

En este caso se analizaron formas de onda con distorsión armónica y atraso de la onda de corriente respecto a la de voltaje. Se observó una situación similar a la ocurrida con el segundo caso de estudio donde 8 muestras fueron insuficientes para analizar correctamente la onda de corriente. En consecuencia, todas las mediciones relacionadas a esta, sin importar si fueron calculadas con ADT o ADF, presentan discrepancias con respecto a los valores reales. No obstante, las mediciones con 64 y 256 muestras no presentan errores.

Por otra parte, el tetraedro de potencia de la figura 3.21 permite observar como la potencia compleja presenta un cierto ángulo con respecto al eje de la potencia activa, debido al desfasamiento entre las ondas de voltaje y corriente. De forma similar, la potencia de distorsión provoca un aumento en la magnitud de la potencia aparente, elevando esta última por encima del plano formado por los ejes de potencia activa y reactiva.

• *CASO 5. Ambas ondas con distorsión armónica de alto orden y corriente atrasada.* Para este caso de estudio, se emplea el siguiente par de ecuaciones:

$$\begin{aligned} v(t) &= 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 20\sqrt{2}\cos\left(51\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 15\sqrt{2}\cos\left(57\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \\ &+ 10\sqrt{2}\cos\left(75\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 8\sqrt{2}\cos\left(103\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 5\sqrt{2}\cos\left(121\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \end{aligned} (3.58) \\ i(t) &= 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 5\sqrt{2}\cos\left(45\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 4\sqrt{2}\cos\left(73\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(81\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \\ &+ 2\sqrt{2}\cos\left(107\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + \sqrt{2}\cos\left(25\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \end{aligned} (3.59)$$

Las formas de onda que describen las ecuaciones 3.58 y 3.59 se ilustran en la figura 3.22.



CASO 5	Fasor de voltaje eficaz calculado con ADF				Fasor de corriente eficaz calculado con ADF				
Armónico	Valor real	8 muestras	64 muestras	256 muestras	valor real 8 muestras		64 muestras	256 muestras	
1	127∠11.25°	154.42138667 ∠10.11401320°	127∠11.25°	127∠11.25°	30∠-11.25°	37∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	
3	0	30∠11.25°	0	0	0	7.88499263 ∠5.67974160°	1∠11.25°	0	
5	0	N. A.	0	0	0	N. A.	0	0	
7	0	N. A.	20∠-11.25°	0	0	N. A.	0	0	
9	0	N. A.	0	0	0	N. A.	4∠-11.25°	0	
11	0	N. A.	10∠11.25°	0	0	N. A.	0	0	
13	0	N. A.	20∠-11.25°	0	0	N. A.	0	0	
17	0	N. A.	0	0	0	N. A.	3∠-11.25°	0	
19	0	N. A.	0	0	0	N. A.	5∠11.25°	0	
21	0	N. A.	0	0	0	N. A.	2∠11.25°	0	
25	0	N. A.	8∠-11.25°	0	0	N. A.	0	0	
45	0	N. A.	N. A.	0	5∠-11.25°	N. A.	N. A.	5∠-11.25°	
51	20∠11.25°	N. A.	N. A.	20∠11.25°	0	N. A.	N. A.	0	
57	15∠11.25°	N. A.	N. A.	15∠11.25°	0	N. A.	N. A.	0	
73	0	N. A.	N. A.	0	4∠-11.25°	N. A.	N. A.	4∠-11.25°	
75	10∠11.25°	N. A.	N. A.	10∠11.25°	0	N. A.	N. A.	0	
81	0	N. A.	N. A.	0	3∠-11.25°	N. A.	N. A.	3∠-11.25°	
103	8∠11.25°	N. A.	N. A.	8∠11.25°	0	N. A.	N. A.	0	
107	0	N. A.	N. A.	0	2∠-11.25°	N. A.	N. A.	2∠-11.25°	
121	5∠11.25°	N. A.	N. A.	5∠11.25°	0	N. A.	N. A.	0	
125	0	N. A.	N. A.	0	1∠-11.25°	N. A.	N. A.	1∠-11.25°	

Tabla 3 8 Contenido armónico	de señales de	voltaie v corriente del	avinto caso de estudio
	uc senuies uc	vonaje y corriente act	quinto cuso de estudio

La tabla 3.8 detalla el contenido armónico real y el encontrado por el algoritmo de la FFT, donde se observan discrepancias con 8 y 64 muestras con respecto a los valores reales, solo utilizando 256 muestras fue posible obtener el contenido armónico correcto. Esta situación se puede observar con mayor facilidad en las figuras 3.23 y 3.24 que muestran gráficamente los resultados de la tabla 3.8 con 64 y 256 muestras.



Figura 3.23 Contenido armónico incorrecto del quinto caso calculado con FFT de 64 muestras.



Figura 3.24 Contenido armónico correcto del quinto caso calculado con FFT de 256 muestras.

Las mediciones obtenidas por el método analítico y las que arrojó la HSME se sintetizan en la tabla 3.9 y el respectivo tetraedro de potencia se ilustra en la figura 3.25.

CASO	Valey Deal	8 mu	estras	64 mi	uestras	256 m	uestras	
5	valor Real	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	Tiempo	Frecuencia	
V <sub>RMS</sub>	130.1652795	157.3085016	157.3085016	130.7402004	130.7402004	130.1652796	130.1652796	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS</sub>	30.90307428	37.83084864	37.83084864	30.90307428	30.90307428	30.90307428	30.90307428	A <sub>RMS</sub>
EACT	1.759990509	2.77820677	2.77820677	1.75999051	1.75999051	1.75999051	1.75999051	kW- h
Р	3519.981019	5556.413549	5556.413549	3519.981019	3519.981019	3519.981019	3519.981019	w
Q	1458.023877	N.A.	2104.376195	N.A.	1458.023877	N.A.	1458.023877	VAr
D	1290.141465	N.A.	337.0882288	N.A.	1344.512923	N.A.	1290.141465	VAr
<i>Q</i> '	1946.868929	2131.203332	2131.203332	1983.317581	1983.317581	1946.868929	1946.868929	VAr
S <sub>PQ</sub>	3810	N.A.	5941.559618	N.A.	3810	N.A.	3810	VA
S	4022.507303	5951.114112	5951.114112	4040.274124	4040.274124	4022.507303	4022.507303	VA
$f_{DESP}$	0.923879533	N.A.	0.93517761	N.A.	0.92387953	N.A.	0.92387953	
$f_{DIST}$	0.947170437	N.A.	0.9983945	N.A.	0.94300532	N.A.	0.94717044	
fp	0.875071381	0.93367619	0.93367619	0.87122332	0.87122332	0.87507138	0.87507138	
$THD_V$	22.46510648	19.42736084	19.42736084	24.44751921	24.44751921	22.46510648	22.46510648	%
THD <sub>I</sub>	24.72066162	21.31079089	21.31079089	24.72066162	24.72066162	24.72066162	24.72066162	%
V <sub>RMS 1</sub>	127∠11.25°	154.42138667 ∠10.11401320°	154.42138667 ∠10.11401320°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	127∠11.25°	V <sub>RMS</sub>
I <sub>RMS 1</sub>	30∠-11.25°	37∠-11.25°	37∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	30∠-11.25°	A <sub>RMS</sub>

Tabla 3.9 Concentrado de resultados de algoritmos de medición del quinto caso de estudio.



Figura 3.25 Tetraedro de potencia del quinto caso de estudio.

## ✤ Observaciones del quinto caso de estudio.

En este caso fueron propuestas ondas de voltaje y corriente distorsionadas con componentes armónicas de alto orden. La figura 3.22 ilustra las formas de onda de este caso de estudio, permitiendo apreciar el severo grado de distorsión que presentan.

La figura 3.23 muestra los espectros de frecuencia de voltaje y corriente calculados con 64 muestras. Dichos espectros son incorrectos, ya que señalan la presencia de componentes armónicas inexistentes en las formas de onda de este caso de estudio. Por otro lado, la figura 3.24 muestra otro par de espectros pero calculados con 256 muestras, cuyos resultados si corresponden a los valores reales.

La tabla 3.9 permite observar como todas las mediciones calculadas con 8 muestras presentaron inconsistencias con respecto a los valores reales, debido al muestreo insuficiente y al alto grado de distorsión armónica este caso de estudio. En esta ocasión, también las mediciones obtenidas con 64 muestras fueron afectadas por este fenómeno, con algunas mediciones idénticas al valor real y otras completamente distintas. No obstante, al utilizar 256 muestras, todas las mediciones fueron iguales al valor real, incluso para ambos algoritmos (ADT y ADF).

Finalmente, la figura 3.25 muestra el tetraedro de potencia de este caso con una elevada componente de potencia de distorsión, en comparación a los casos de estudio previos.

## 3.6. Conclusiones

En base a los resultados obtenidos en las pruebas descritas dentro de la sección 3.5, es posible hacer las siguientes afirmaciones:

- 1. La exactitud de los algoritmos en el tiempo comparada con los algoritmos en el dominio de la frecuencia es idéntica. Ambos métodos obtienen el mismo resultado para un grupo de muestras determinado. Incluso en los casos en que la medición fue incorrecta, ambos presentan el mismo error al ser comparados con el valor real de cada medición. Esta situación puede observarse en los casos de prueba 2 y 4, ambos empleando 8 muestras y en el caso 5 utilizando 8 y 64 muestras. Tomando esto en consideración, no es posible determinar la superioridad de alguno de los dos algoritmos, si el criterio para evaluarlos es solo la exactitud de los mismos.
- 2. Bajo la metodología de prueba utilizada, los algoritmos de medición en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia son capaces de obtener el valor exacto de las variables eléctricas (calculado en forma analítica), siempre y cuando, se cumpla el Teorema de Muestreo de Nyquist. A medida que se presenten señales con una frecuencia superior a la mitad de la frecuencia de muestreo, ambos algoritmos de medición

presentarán un cierto error en todas sus mediciones. En el caso particular del algoritmo de la FFT, el espectro resultante presentará componentes inexistentes en las frecuencias que el método es capaz de calcular, de acuerdo al número de muestras utilizado para el cálculo. Esta situación también puede apreciarse en los casos de prueba 2 y 4, ambos empleando 8 muestras, y en el caso 5 utilizando 8 y 64 muestras.

- 3. Los algoritmos de mediciones eléctricas en el dominio del tiempo utilizan directamente las muestras de las señales de interés para sus cálculos sin necesidad de aplicar ningún procedimiento previo. En consecuencia, estos son mucho más sencillos de implementar que los algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia. Otra ventaja que presentan es que al utilizar un mayor número de muestras, la cantidad de operaciones requeridas aumenta en forma lineal; sin embargo, también tienen algunas limitaciones para realizar ciertas mediciones, las cuales aparecen marcadas como N. A. en las tablas que concentran las mediciones de cada caso.
- 4. Aunque los algoritmos en el dominio de la frecuencia son relativamente más difíciles de implementar, estos justifican su aplicación al permitir obtener el espectro de frecuencia de las formas de onda bajo análisis, además de algunas otras mediciones derivadas de obtener el tetraedro de potencia.
- 5. Los algoritmos de medición en el dominio del tiempo, expuestos en este capítulo, son deseables para aplicaciones donde no es necesario conocer el contenido armónico de las señales. Son una excelente opción para aplicaciones como medidores eléctricos monofásicos o incluso polifásicos, donde solo se desea obtener las variables eléctricas más comunes como valores eficaces, triangulo de potencia y energía activa.
- 6. Para aplicaciones donde es crítico conocer solo el fasor de la componente fundamental (tales como unidades de medición fasorial o dispositivos de protección), la DFT por el método de correlación resulta la técnica más apropiada, ya que permite conocer cualquier componente de interés (normalmente la fundamental) con relativamente pocos cálculos a comparación de efectuar una FFT.
- 7. El uso del algoritmo de la FFT es apropiado en medidores de calidad de la energía, donde se requiere un análisis detallado de las formas de onda de voltaje y corriente.
- 8. En base a las pruebas presentadas en este capítulo, se simularon y validaron los algoritmos que serán implementados en el medidor prototipo. Se propone el uso de 64 ó 256 muestras por periodo de señal para la implementación del medidor, además de un filtro pasivo pasa bajas frecuencias para evitar la entrada de armónicos de alto orden al aparato de medición y evitar un panorama similar al quinto caso de estudios.

# Capítulo 4 Descripción, Diseño e Integración del Hardware

## 4.1. Descripción del Hardware

Hasta ahora, se han analizado diferentes algoritmos para el cálculo de variables eléctricas típicas de un sistema de potencia de corriente alterna. Sin embargo, las magnitudes de dichas variables son, por lo regular, muy elevadas para procesarlas directamente con algún dispositivo electrónico como un microcontrolador (MCU). En consecuencia, se requiere un dispositivo que acondicione las formas de onda de voltaje y corriente que serán analizadas por el medidor prototipo, antes de llegar al ADC del MCU.

En este capítulo se describen los principales componentes que integran el medidor prototipo, así como los motivos que justifican su selección. También se exponen los aparatos que integran el sistema de comunicación del Sistema de Medición Propuesto (SMP) y la función que desempeña cada uno dentro de la aplicación.

#### 4.1.1. Tarjeta DEMOEM

La tarjeta DEMOEM es un sistema de desarrollo orientado a la implementación de mediciones eléctricas. Permite al usuario estudiar temas como procesamiento de señales, algoritmos de

medición, programación de microcontroladores en lenguaje C, etc. Cuenta con varios dispositivos dentro de los que destacan: tres diferentes MCU con características y funciones específicas, una pantalla de cristal líquido nemático, algunos botones, luces indicadoras LED y otros dispositivos que pueden apreciarse en la figura 4.1.

La tarjeta DEMOEM cuenta con los siguientes MCU:

- MCF51EM256. Se trata de un MCU de 32 bits basado en un núcleo ColdFire V1. Sus principales aplicaciones son: medición inteligente, medidores polifásicos y medición de fasores [60]. Algunos periféricos de uso específico como un ADC de 16 bits de resolución y el Bloque de Retardos Programables (PDB) hacen atractivo a este MCU para aplicaciones de medición [61].
- MC9S08QE8. Este MCU tiene precargado un programa para generar seis señales PWM, las cuales pasan por un filtro RC para obtener seis señales sinusoidales. Aunque este MCU no tiene ninguna aplicación en el SMP, en un principio se utilizó como un generador de señales para el ADC del MCF51EM256. Esto permitió empezar a desarrollar el programa de mediciones eléctricas (descrito en el capítulo 5), ya que emulaba un sistema eléctrico trifásico, proporcionando seis diferentes señales: tres de ellas para simular formas de onda de voltaje y las otras tres para la corriente. Proporcionaba también diferentes modos de operación que permitían modificar la amplitud de las ondas generadas, cambiar entre 50 ó 60 Hz de frecuencia fundamental, modificar el ángulo de fase y agregar tercer armónico a las señales de corriente [60, 61].
- MC9S12UF32PUE. Se desempeña como enlace entre el MCF51EM256 o el MC9S08QE8CWJ y la computadora personal donde se ejecuta el IDE. Es decir, el MC9S12UF32PUE funciona como un vínculo que permite programar alguno de los otros dos MCU, sin necesidad de utilizar hardware adicional más que un cable USB [60, 61].

En el caso de entradas y salidas digitales, la tarjeta DEMOEM cuenta con siete botones momentáneos y cuatro luces indicadoras de tipo LED conectados a pines de Entrada/Salida de Propósito General (GPIO) del MCF51EM256. Por otro lado, cuenta también con tres botones y siete luces indicadoras de tipo LED conectados a pines GPIO del MC9S08QE8.

La tarjeta DEMOEM utiliza una pantalla de cristal liquito TN (Twisted-Nematic) como interfaz hombre-máquina. Este dispositivo utiliza un cristal líquido nemático contenido entre dos placas de vidrio. Las superficies internas del vidrio están recubiertas con un película de oxido metálico transparente que actúa como electrodo. Estos electrodos se utilizan para suministrar voltaje y polarizar el cristal líquido, lo que permite producir tonalidades opacas en diferentes segmentos de la pantalla en forma de caracteres [23].



Figura 4.1 Vista superior de la tarjeta DEMOEM. Adaptado de [61].

## 4.1.2. Fuente de poder

La fuente de poder se encarga de energizar todos los dispositivos del medidor prototipo. Se trata de una fuente Lambda® KPS5-12 (ilustrada en la figura 4.2) que cuenta con una potencia de 5W y 12  $V_{DC}$  de salida. Se alimenta con un amplio rango de voltaje, incluso puede tratarse de una alimentación alterna o directa. En corriente alterna, acepta valores entre 85 a 264 Volts con una frecuencia de 47 a 440 Hz, o bien, de 110 a 370  $V_{DC}$ . Con este margen, es posible energizar al sistema con una alimentación alterna monofásica (127  $V_{AC}$ ), o bien, con una alimentación bifásica (220  $V_{AC}$ ). En todos los casos, el voltaje de salida que alimenta al prototipo es de 12  $V_{DC}$  [62].



Figura 4.2 Fuente de poder KPS5-12. Adaptado de [62].

Otra ventaja que presenta esta fuente es su reducido tamaño y que no requiere componentes adicionales para su operación. Todas estas características facilitan el desarrollo de un diseño compacto y funcional.

# 4.1.3. Transformador de Corriente

Los transformadores de corriente (TC) son ampliamente utilizados en mediciones de corriente alterna para múltiples aplicaciones, incluso a diferentes niveles de tensión dentro del sistema de potencia.

Como cualquier otro transformador, un TC consta de un devanado primario, un núcleo magnético y un devanado secundario. Típicamente, al devanado secundario se conecta a una carga conocida como "Resistencia de Burden" ( $R_B$ ) donde se produce una diferencia de potencial proporcional a la corriente del devanado secundario, que a su vez es proporcional a la corriente en el devanado primario.

Algunos de los beneficios de utilizar un TC como sensor de corriente es que permite obtener diferentes voltajes de salida en función de  $R_B$ . Esto implica que un mismo TC puede ser utilizado con convertidores analógico-digital de diferentes rangos de voltaje de entrada si se modifica  $R_B$ . Otra importante ventaja es que proporciona un acoplamiento eficiente entre el devanado primario y secundario, al mismo tiempo que aísla eléctricamente al aparato de medición del circuito eléctrico bajo análisis.

No obstante a estos atributos, una desventaja del TC es que genera un cierto desfasamiento entre la corriente del devanado primario y el secundario. Esto implica que la corriente del secundario se atrasada con respecto a la corriente del primario. Este desfasamiento es propio de cada transformador y debe ser compensado en la calibración del aparato de medición donde sea implementado [26].



Figura 4.3 Transformador de corriente Amveco AC1050. Adaptado de [63].

El TC seleccionado para utilizarse en el medidor prototipo se muestra en la figura 4.3. Se trata de un TC Amveco Magnetics® AC1050. Soporta una corriente nominal en el devanado primario de 50  $A_{RMS}$ , tiene una relación de transformación de 1000:1 y un encapsulado lo suficientemente compacto para ser montado en una tarjeta electrónica [63].
# 4.1.4. Receptor GPS.

El Sistema de Posicionamiento Global (GPS) es un sistema de navegación basado en una red satelital que proporciona información de posición, navegación y tiempo. La red satelital está formada por una constelación de 24 satélites que orbitan la tierra a 12,000 millas náuticas de altura. Por otra parte, los receptores GPS son dispositivos que reciben información de la red mencionada y calculan la distancia a la que se encuentran de cada satélite. Si la posición de los satélites es conocida, entonces los receptores pueden triangular su posición en cualquier parte del planeta [64].

En otras palabras, los receptores GPS son capaces de proporcionar información sobre su ubicación, velocidad, fecha, hora, entre otros. También emiten un pulso por segundo de manera simultánea en todos los receptores enlazados a la red satelital, con una duración de 1µseg y una precisión también de 1µseg.

El dispositivo seleccionado como parte del medidor prototipo fue el módulo Parallax® RXM-SG que se aprecia en la figura 4.4. Este dispositivo es un receptor GPS de bajo consumo de energía y con antena externa de alta sensibilidad que proporciona una solución GPS completa para aplicaciones que involucran microcontroladores [65].



Figura 4.4 Receptor GPS Parallax RXM-SG. Adaptado de [65].

La finalidad de este dispositivo es proporcionarle al medidor prototipo, la capacidad de realizar mediciones fasoriales sincronizadas, gracias al pulso por segundo que emite el receptor GPS. El MCU se encarga de muestrear las señales de voltaje y corriente, y realiza los cálculos necesarios para obtener cada fasor, pero requiere de un pulso de sincronización para que dicho fasor sea válido y pueda compararse con otras mediciones fasoriales obtenidas bajo la misma referencia de tiempo. En otras palabras, un fasor no puede compararse con otro si estos no fueron obtenidos exactamente en el mismo instante. Sin embargo, se vuelve complicado sincronizar equipos que pueden encontrarse a kilómetros de distancia o incluso completamente aislados. Los receptores GPS solucionan esta problemática con el pulso por segundo que emiten y considerando que operan con una red satelital, estos pueden enlazarse desde cualquier parte del planeta si se cuenta con línea de vista al cielo.

# 4.1.5. Módulo de radiofrecuencia XBee-ZB

Los módulos XBee-ZB son pequeñas tarjetas electrónicas de la marca Digi® que utilizan un microchip Ember para crear redes inalámbricas de tipo malla bajo protocolo ZigBee a una frecuencia de 2.4 GHz.

Algunas de las características de estos dispositivos, así como del mismo protocolo son:

- Interoperabilidad con otros dispositivos compatibles con ZigBee.
- No requieren programación adicional.
- Manejo optimizado del tráfico de datos.
- Actualización remota de firmware.
- Auto-restauración y detección de dispositivos para estabilidad de la red [66].

El módulo seleccionado para formar parte del medidor prototipo es el XB24-Z7WIT-004 que aparece en la figura 4.5. Este módulo pertenece a la gama de dispositivos de bajo costo y bajo consumo de energía. En consecuencia, proporciona un alcance de solo 30 metros en zona urbana [66].

Dispositivos de mayor alcance también están disponibles en el mercado y son deseables en este tipo de aplicaciones para garantizar una apropiada conexión bajo condiciones adversas. No obstante, el alcance del módulo en cuestión es apropiado para los fines demostrativos de esta tesis.



Figura 4.5 Módulo XBee XB24-Z7WIT-004. Adaptado de [67].

El módulo XBee-ZB le otorga al medidor prototipo la capacidad de enlazarse a redes o aparatos que operen también bajo protocolo ZigBee; le permite enviar o recibir información en forma inalámbrica desde o hacia cualquier dispositivo conectado a la red. También lo faculta para aceptar comandos de algún dispositivo remoto e incluso realizar actualizaciones de software.

Todas las características anteriores son relacionadas con aparatos catalogados como inteligentes, esto implica que el módulo XBee-ZB le proporciona al medidor prototipo la categoría de medidor prototipo inteligente (MPI).

# 4.1.6. XBee Smart Plug

El "XBee Smart Plug" es un contacto inteligente y al mismo tiempo un prolongador de red. Le permite al usuario controlar en forma inalámbrica (energizar o desenergizar) los aparatos que estén eléctricamente conectados a este dispositivo, así como medir la corriente que demandan los mismos. Incluye también sensores de luz y temperatura que proporcionan información sobre las condiciones del lugar donde se encuentra ubicado. En resumen, este contacto permite encender o apagar los aparatos que alimenta, mientras que extiende el rango de la red ZigBee y realiza mediciones de corriente, temperatura ambiental e iluminación. [68, 69]. El XBee Smart Plug seleccionado es el XR-Z14-CW2P6, mismo que se aprecia en la figura 4.6.



Figura 4.6 XBee Smart Plug XR-Z14-CW2P6. Adaptado de [69].

Adicionalmente, este dispositivo es capaz de enlazarse a un "Gateway ConnectPort® X" para centralizar la información de múltiples contactos inteligentes en aplicaciones de gestión de energía.

# 4.1.7. XBee Sensor

El "Xbee Sensor" es un dispositivo que integra diversos sensores (luz, humedad y temperatura) con un módulo Xbee-ZB para proporcionar información en tiempo real sobre las condiciones ambientales del lugar donde se localiza en forma inalámbrica [70, 71]. El sensor seleccionado es el XBee Sensor XS-Z16-CB1R que se ilustra en la figura 4.7.



Figura 4.7 XBee Smart Sensor XS-Z16-CB1R. Adaptado de [71].

El XBee Smart Sensor también es compatible con "Gateways ConnectPort® X" para centralizar y analizar la información producida por múltiples sensores.

# 4.1.8. Digi's XStick-ZB

El Digi's XStick-ZB es un adaptador USB-Xbee WPAN que proporciona conectividad local a redes inalámbricas ZigBee desde una computadora personal u otro aparato con puerto USB [72]. El dispositivo seleccionado es un XStick-ZB XU-Z11, mismo que se aprecia en la figura 4.8.



Figura 4.8 Digi's XStick-ZB XU-Z11. Adaptado de [72].

Posee características similares a las del módulo XBee-ZB, pero con la ventaja de poder ser instalado en cualquier computadora personal, proporcionando acceso inmediato a una red ZigBee y los dispositivos enlazados a la misma [73]. La finalidad de utilizarlo radica en desarrollar aplicaciones locales de supervisión y control que operen en una computadora personal ordinaria, enlazándose a la red ZigBee a través del XStick-ZB.

#### 4.1.9. Concentrador de datos

Para analizar en forma remota la información generada por los sensores y actuadores enlazados a una red ZigBee, es necesario transmitir esta información a un punto central dentro de la red local, para que posteriormente pueda ser reenviada a través de otro medio de comunicación de mayor alcance. En otras palabras, se requiere concentrar la información para que pueda ser enviada a su destino final.

En el caso del SMP, el concentrador de datos se implementa utilizando un "ZigBee Gateway". Estos aparatos son capaces de proporcionar una interfaz entre la red ZigBee y otra red con un estándar de comunicación distinto. Un caso típico es un gateway que maneja tanto protocolo ZigBee como protocolo de internet, ya sea con conectividad vía celular, Wi-Fi o Ethernet. De tal manera que convierte la información en protocolo ZigBee a paquetes de internet y viceversa, proporcionándole a la red de radio una dirección IP [74,75].

El Gateway seleccionado para esta aplicación se muestra en la figura 4.9 y se trata de un Connect Port® X4 ZigBee-Ethernet con número de parte X4-Z11-E-A. Este dispositivo junto con los módulos de radio empleados en el diseño del medidor prototipo, integran la solución propuesta para desarrollar una red de medición utilizando productos disponibles actualmente en el mercado.



Figura 4.9 Connect Port® X4 ZigBee-Ethernet X4-Z11-E-A. Adaptado de [66].

#### 4.2. Diseño de circuitos de adecuación

En las secciones subsecuentes se describe el diseño de los circuitos de regulación de voltaje, los circuitos de adecuación de señal y las conexiones con el módulo XBee y el receptor GPS. Todos estos circuitos forman parte de la Tarjeta de Adecuación de Señales (TAS). De tal forma que la TAS forma parte del MPI, así como el MPI es también un componente del SMP.

# 4.2.1. Regulación de voltaje

Considerando los diferentes componentes que integran al MPI, se requieren diferentes niveles de voltaje de corriente directa para energizar el sistema. La tabla 4.1 enlista los voltajes necesarios, su función y el identificador de cada voltaje en los diagramas esquemáticos de las figuras 4.10 y 4.11.

Voltaje (V <sub>DC</sub> )	Descripción	ID
1.65	Voltaje de desplazamiento para circuitos de adecuación	1.65V
3.3	Referencia alta para diodos de protección	3.3V Analógico
3.3	Voltaje de alimentación del MCF51EM256	3.3V Digital
3.3	Voltaje de alimentación del módulo Xbee	3.3V XBee
5	Voltaje de alimentación de receptor GPS y Tarjeta DEMOEM	5V

Tabla	11	Voltaies	døl	MPI
Tabia	4.1	vonajes	aei	IVIT I.

Como se señaló anteriormente, la fuente KPS5-12 entrega 12  $V_{DC}$  de salida. Con este voltaje se energiza el circuito mostrado en la figura 4.10 para obtener el resto de los voltajes mencionados en la tabla 4.1 salvo 3.3V Digital, que se genera en el circuito de la figura 4.11.



Figura 4.10 Circuito de regulación de voltaje de la tarjeta de adecuación de señales.

Por otro lado, el voltaje 3.3V Analógico se utiliza en los diodos de protección, como referencia alta, para evitar sobretensiones en las terminales del ADC del MCU. El voltaje 5V se envía, desde la TAS, hacia la locación P1 de la tarjeta DEMOEM, empleando un cable con conector de barril de 2.1 mm para energizar el circuito de la figura 4.11 y generar el voltaje 3.3V Digital para la alimentación de la tarjeta DEMOEM. La línea de 5V también alimenta al receptor GPS, que a su vez, cuenta con su propio circuito de regulación.



Figura 4.11 Circuito de regulación de voltaje de la tarjeta DEMOEM. Adaptado de [76].

Finalmente, el voltaje de 1.65V se utiliza como voltaje de desplazamiento para las señales analógicas que digitaliza el ADC.

#### 4.2.2. Circuitos de adecuación de señal

En México, una alimentación monofásica oscila alrededor de los 127  $V_{AC}$ , mientras que la tensión entre dos líneas vivas se encuentra en valores cercanos a los 220  $V_{AC}$ . Cualquier aparato de uso común como computadoras, refrigeradores, horno de microondas, aires acondicionados, etc. operan con alguno de estos voltajes. No obstante, estos niveles de tensión no pueden medirse directamente con un MCU que trabaja con un voltaje máximo de 3.3  $V_{DC}$ . Por esta razón, las señales de interés deben pasar, primero, por un proceso de adecuación antes de ser digitalizadas por el ADC. No solamente se requiere reducir la magnitud de la señal, también se debe garantizar que el voltaje en las terminales del ADC no alcance valores negativos o superiores a 3.3  $V_{DC}$ ; lo que implica, la necesidad de dispositivos de protección. Adicionalmente, se recomienda añadir un filtro pasa bajas frecuencias para eliminar las componentes armónicas de muy alto orden y que no son de interés en la medición.

#### 4.2.2.1. Voltaje de desplazamiento

El voltaje de desplazamiento es un voltaje directo positivo, que al sumarse con la señal analógica alterna que será objeto de medición, se obtiene una señal resultante con la misma oscilación de la señal alterna pero en todo momento positiva y sin exceder un determinado voltaje máximo. En otras palabras, su finalidad es adicionar una componente de corriente directa a las señales analógicas derivadas de las mediciones en un circuito de corriente alterna. El voltaje de desplazamiento es generado por los circuitos de regulación de voltaje descritos en la sección 4.2.1 y se distribuye a todos los circuitos de adecuación.

Después de que las señales de campo han sido atenuadas por un circuito de adecuación, a la señal resultante se le suma el voltaje de desplazamiento. Considerando que el MCU opera en un rango de 0 a  $3.3V_{DC}$ , un voltaje de desplazamiento apropiado podría ser exactamente la mitad del voltaje máximo. Por lo tanto considere que:

$$V_{DESP} = 1.65 V_{DC}$$
(4.1)

Teniendo como base este voltaje y tomando en cuenta el rango de operación del MCU, entonces se puede deducir que la onda sinusoidal máxima que puede ser procesada, tiene un voltaje de pico a pico de 3.3V. Matemáticamente, una onda sinusoidal de estas características estaría dada por la siguiente expresión:

$$S_{CA}(t) = 1.65 \times sen(\omega t + \theta)$$
(4.2)

Donde:  $S_{CA}(t) =$  señal de corriente alterna atenuada.  $\omega =$  frecuencia angular.

 $\theta$  = ángulo de desfasamiento.

Considerando que la señal de corriente directa denominada como  $S_{CD}(t)$  es la suma de la señal alterna  $S_{CA}(t)$  mas el voltaje de desplazamiento, entonces:

$$S_{CD}(t) = S_{CA} + V_{DESP} \tag{4.3}$$

Sustituyendo las ecuaciones 4.1 y 4.2 en la ecuación 4.3 se tiene que:

$$S_{CD}(t) = 1.65 \times sen(\omega t + \theta) + 1.65$$
 (4.4)

Evaluando la ecuación 4.1, 4.2 y 4.4 en un intervalo de  $[0,2\pi]$  y suponiendo que  $\omega = 1$  y  $\theta = 0$ , se obtiene la figura 4.12, donde se observa gráficamente la finalidad del voltaje de desplazamiento.



Figura 4.12 Voltaje de desplazamiento sumado a una señal de corriente alterna.

#### 4.2.2.2. Circuito de adecuación de voltaje

Los circuitos de adecuación prepararan las señales analógicas de campo para que puedan ser digitalizadas por el convertidor analógico-digital integrado en el MCU. El circuito de adecuación de voltaje realiza 4 diferentes funciones que se mencionan a continuación:

- Atenuar las señales alternas de voltaje a un valor considerablemente menor.
- Adicionar un cierto voltaje de desplazamiento a la señal de voltaje atenuada.
- Filtrar la señal para evitar el paso de frecuencias de alto orden al sistema.
- Proteger contra sobretensiones las entradas del ADC.

Para facilitar la comprensión del circuito de adecuación, este se explica por secciones, iniciando por la parte fundamental que consiste en la atenuación de voltaje. Posteriormente, se añaden y describen el resto de los componentes del circuito, hasta completarlo y mostrar la implementación final del mismo. En primer lugar, para atenuar las señales de voltaje, se utiliza un circuito divisor que reduce la amplitud de la onda original de voltaje hasta un nivel deseado. El circuito divisor implementado está representado en la figura 4.13 donde los tres elementos de mayor resistencia del circuito atenúan el voltaje que llega a la resistencia de  $10k\Omega$ . La tensión en este último elemento es la señal que digitaliza el ADC.



Figura 4.13 Circuito divisor de voltaje.

Este circuito se diseñó considerando un voltaje alterno máximo permisible de 200  $V_{RMS}$ . Esto implica que la fuente de voltaje alterno  $V_{AC}$  en la figura 4.13 es:

$$V_{AC} = 200 V_{RMS} \tag{4.5}$$

La resistencia total del circuito es:

$$R_T = 100 \, K\Omega + (2 * 820 \, K\Omega) + 10 \, K\Omega = 1750 \, K\Omega = 1.75 \, M\Omega \tag{4.6}$$

Aplicando la fórmula del divisor de voltaje para obtener la tensión en la resistencia de 10 k $\Omega$  y multiplicando por  $\sqrt{2}$  para obtener el voltaje pico se tiene que:

$$V_{RMS\ 10K\Omega} = 200 \times \frac{10000}{1.75 \times 10^6} = 1.14285714 \ V_{RMS} \tag{4.7}$$

$$V_{P\ 10K\Omega} = \sqrt{2} \times V_{RMS\ 10K} = 1.61624407\ V \tag{4.8}$$

De las ecuaciones 4.7 y 4.8, se puede deducir que cuando las fuente  $V_{AC}$  de la figura 4.13 suministre un voltaje de 200  $V_{RMS}$ , la tensión en la resistencia de 10k $\Omega$  será de 1.143  $V_{RMS}$ , con un valor máximo instantáneo de +1.6162 V y un mínimo de -1.6162 V.

Con el circuito de la figura 4.13, se ha obtenido una señal atenuada, proporcional al voltaje en la fuente  $V_{AC}$ ; sin embargo, aun se trata de un voltaje alterno. Para solucionar esta situación, se añade una fuente de voltaje directo en serie con los demás componentes como se muestra en la figura 4.14. Este voltaje es conocido como voltaje de desplazamiento y sus características fueron analizadas en la sección 4.2.2.1.





Tomando en cuenta que el voltaje de desplazamiento es de 1.65 Volts y considerando que el valor máximo y mínimo de la señal alterna atenuada es de 1.6162 Volts y -1.6162 Volts respectivamente, si el voltaje de desplazamiento y la señal atenuada se suman, se obtendrá una señal desplazada con los siguientes valores:

$$V_{MAX} = 1.65 + 1.6162 = 3.2662 V \tag{4.9}$$

$$V_{MIN} = 1.65 + (-1.6162) = 0.0338 V \tag{4.10}$$

Esto implica que después de añadir el voltaje de desplazamiento, los valores máximo y mínimo de la onda sinusoidal serán  $V_{MAX}$  y  $V_{MIN}$  respectivamente. Bajo estas condiciones, la señal ya puede ser procesada por el ADC; no obstante, se debe garantizar que bajo ninguna circunstancia se tengan voltajes fuera del rango entre 0-3.3 para evitar daños en el ADC del MCU.

Finalmente, la frecuencia de muestreo máxima para el medidor prototipo es de 15360 Hz (256 muestras por periodo). Según el teorema de muestreo, la frecuencia más alta que puede ser muestreada correctamente es:

$$f_{max} = \frac{15360}{2} = 7680 \, Hz \tag{4.11}$$

Haciendo esta consideración, toda señal con una frecuencia superior a la indicada en la ecuación 4.11 será considerada como ruido, por lo tanto, deberá ser eliminada de la señal de interés. Para ello se agrega un filtro pasivo pasa bajas frecuencias al circuito de la figura 4.14 para atenuar la amplitud de señales consideradas como ruido, resultando en el circuito de la figura 4.15.



Figura 4.15 Circuito divisor de voltaje con voltaje de desplazamiento y filtro pasa bajos.

La resistencia y el capacitor añadidos al circuito fueron calculados utilizando la siguiente ecuación que determina la frecuencia de corte para filtros pasivos RC.

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times R \times C} \tag{4.12}$$

Donde

 $f_c$  = frecuencia de corte para filtros pasivos RC (Hz). R = resistencia del filtro ( $\Omega$ ). C = capacitancia del filtro (F). Despejando *R* se tiene que:

$$R = \frac{1}{2\pi \times f_c \times C} \tag{4.13}$$

Proponiendo ahora un valor estandarizado de  $C = 0.1 \mu F$  y haciendo  $f_c = f_{MAX} = 7680$  Hz se tiene que:

$$R = \frac{1}{2\pi \times 7680 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 207.233 \,\Omega \tag{4.14}$$

Empleando una resistencia estandarizada de un valor inmediato superior al obtenido en la ecuación 4.14, se recalcula la frecuencia de corte real con  $C = 0.1 \mu F \& R = 220 \Omega$  y se tiene que:

$$f_{corte\ real} = \frac{1}{2\pi \times 220 \times 0.1 \times 10^6} = 7234.3156 \tag{4.15}$$

El filtro implementado permite al medidor prototipo muestrear correctamente señales iguales o menores que 7234 Hz, es decir, hasta el 120vo. armónico de una señal fundamental de 60 ciclos.

Finalmente, para proteger el circuito de adecuación ante sobretensiones en el sistema de potencia, se añade un varistor de 200  $V_{RMS}$ . También se colocan un par de diodos Schottky para asegurar que el voltaje en las terminales del ADC no caiga por debajo de cero ni exceda un valor de 3.3 Volts. El circuito de adecuación de voltaje completo, así como su conexión al sistema de potencia se muestra en la figura 4.16.



Figura 4.16 Circuito completo de adecuación de voltaje.

#### 4.2.2.3. Circuito de adecuación de corriente

El circuito de adecuación de corriente es semejante al circuito de adecuación de voltaje. Realiza las mismas 4 funciones: atenuar, agregar un voltaje de corriente directa, filtrar la señal y proteger al sistema contra sobretensiones. Sin embargo, destacan dos grandes diferencias como la implementación de transformadores de corriente (TC) para la atenuación de la señal, y el uso de entradas diferencial en el ADC.

Para atenuar la onda de corriente se emplea un TC Amvenco Magnitics® AC1050 (descrito en la sección 4.1.3) que opera con una corriente nominal de 50 Amperios en el primario y una relación de transformación de 1000:1. Este transformador produce una corriente en el devanado secundario mil veces menor a la que circule por el devanado primario. Dicha corriente se hace pasar a través de un elemento resistivo denominado Resistencia de Burden ( $R_B$ ) que produce una caída de voltaje proporcional a la corriente del secundario, y al mismo tiempo, proporcional a la corriente en el primario.

Para analizar el circuito de adecuación, el secundario del TC se modela como una fuente de corriente alterna, conectada en serie a  $R_B$ , como se muestra en la figura 4.17. Este circuito produce un voltaje alterno, pero que aun requiere un voltaje de desplazamiento para poder digitalizar la señal empleando el ADC.



Figura 4.17 Secundario del TC modelado como fuente de corriente en serie con la resistencia de burden.

En la figura 4.18 se propone un circuito de adecuación de corriente en su forma básica (sin filtros ni protecciones) donde el secundario del transformador está representado por la fuente de corriente  $I_{AC}$ .

La resistencia equivalente del circuito vista desde las terminales de la fuente; es decir, la resistencia de burden total es de 46.7662 $\Omega$  (47 $\Omega$ ||9.4K $\Omega$ ) y el voltaje de desplazamiento aplicado es de 1.65VDC. Considerando que la corriente nominal del primario del TC es de 50 Ampers y que producirá una corriente en el secundario de 50 miliampers, entonces el voltaje pico entre los puntos ADC+ y ADC- será:

$$V_{ADC \ PICO} = \sqrt{2} \times 46.7662 \times 0.05 = 3.3067 \ V \tag{4.16}$$

El resultado de la ecuación 4.16 indica que cuando existan 50 amperios circulando por el primario del TC, el voltaje entre los puntos ADC+ y ADC- será una señal sinusoidal con una cresta positiva de 3.3067 Volts y de una cresta negativa de -3.3067 Volts; esto implica un voltaje de pico a pico de 6.6134 Volts. Dicha señal puede apreciarse gráficamente en la figura 4.19c.

En una primera impresión, podría pensarse que una onda de voltaje como la mostrada en la figura 4.19c podría dañar el convertidor, por tratarse de un voltaje alterno y con un voltaje de pico a pico superior a 3.3 Volts. Sin embargo, se debe tener en cuenta que esta señal es el resultado de la diferencia de dos sinusoides desfasados medio ciclo eléctrico entre sí.

Las ondas de voltaje mostradas en las figuras 4.19a y 4.19b representan las señales en los puntos ADC+ y ADC- respectivamente, cuando son medidas por separado y ambas con respecto a tierra. En estas dos señales se puede apreciar el voltaje de desplazamiento sumado a la señal alterna, sin embargo, una vez obtenida la resta entre estas dos señales (diferencia de potencial), el voltaje de desplazamiento se elimina y se obtiene la señal de la figura 4.19c.



Figura 4.18 Circuito básico de adecuación de corriente.

En otras palabras, si se utilizara un osciloscopio para observar la forma de onda de voltaje entre los puntos ADC+ y ADC- se observaría una señal similar a la mostrada en la figura 4.19c. Por otro lado, colocando la punta del osciloscopio en ADC+, con referencia a tierra, se obtendría la señal de la figura 4.19a. Finalmente, colocando la punta en ADC-, con referencia a tierra, se observaría una forma de onda similar a la figura 4.19b.

Es importante resaltar que las señales en ADC+ y ADC- son procesadas por entradas diferenciales del ADC. Estas entradas obtendrán la resta de las señales que se registren en ADC+ y ADC- (como se explica en el apéndice D).

Lo anterior implica que el hardware del convertidor obtiene la caída de voltaje en el circuito de adecuación. En otras palabras, el ADC determina la resta de las formas de onda mostradas en las figuras 4.19a y 4.19b por el simple hecho de usar entradas diferenciales y digitaliza una señal similar a la mostrada en la figura 4.19c.



Figura 4.19 Formas de onda en circuito de adecuación de señal con desplazamiento de 1.65V<sub>CD</sub>.

Se añaden también un filtro pasa bajas a cada terminal de la entrada diferencial con las mismas características que el utilizado en el circuito de adecuación de voltaje; solo se modifica ligeramente la topología para adaptarse al circuito diferencial. Se emplean también los mismos diodos Schottky, utilizados en el circuito de voltaje, para proteger ahora las terminales de la entrada diferencial, ante condiciones de corto circuito en el sistema de potencia. El circuito final de adecuación de corriente se aprecia en la figura 4.20.



Figura 4.20 Circuito de adecuación de corriente.

#### 4.3. Integración del hardware

Los dispositivos y circuitos del MPI son implementados e integrados en una tarjeta electrónica diseñada específicamente para esta aplicación. Considerando su función principal, esta tarjeta es denominada como Tarjeta de Adecuación de Señales (TAS). Aloja varios componentes como: la fuente de poder, los circuitos de adecuación de señal de voltaje y corriente, el receptor GPS, el módulo XBee, algunos conectores, entre otros.

La TAS, en conjunto con la tarjeta DEMOEM, conforman el MPI. Este último se enlaza a través del módulo XBee al concentrador de datos para integrar el SMP junto con los demás dispositivos XBee que se han mencionado. El esquema de comunicación empleado por el SMP es descrito en el apéndice E.

# 4.3.1. Tarjeta de Adecuación de Señales

La principal función de la TAS es adecuar señales de voltaje y corriente de un circuito eléctrico trifásico para que puedan ser procesadas por el microcontrolador MCF51EM256 de la tarjeta DEMOEM. Para ello, utiliza divisores de voltaje para reducir la magnitud de las ondas de tensión, así como transformadores de instrumento para atenuar las ondas de corriente de un circuito trifásico. Al mismo tiempo, los transformadores aíslan al MPI del circuito de potencia, y en conjunto con otros dispositivos de protección, garantizan el apropiado funcionamiento del mismo ante condiciones anormales de operación en el circuito bajo análisis. Funciones adicionales de medición, supervisión y control se lograron añadiendo al diseño otros dispositivos como un receptor GPS y el módulo de radiofrecuencia XBee-ZB.

Para el desarrollo de este prototipo se empleó el programa de diseño Altium Designer® que proporciona una plataforma de software de integración que reúne todas las herramientas necesarias para crear un ambiente completo de desarrollo de productos electrónicos [77]. La figura 4.21 muestra el diseño final de la TAS que contempla una tarjeta de doble cara con componentes de montaje superficial, principalmente.



Figura 4.21 Diseño final de tarjeta de adecuación de señales.

#### 4.3.1.1. Distribución de componentes

La TAS debe manejar señales de corriente alterna con magnitudes relativamente elevadas, junto con señales de corriente directa con voltajes inferiores a los 12  $V_{DC}$ ; debido a esto, su diseño debe proporcionar una separación apropiada entre dichas señales, para garantizar el correcto aislamiento entre ellas. En otras palabras, se trata de evitar que señales con diferente nivel de tensión estén presentes en una misma zona de la TAS. Haciendo estas consideraciones y reflexionando también en el propósito de los componentes, la TAS fue dividida en cinco distintas secciones, cada una con una finalidad específica. Dichas secciones son:

- Sección de corriente alterna.
- Sección de potencia (alimentación del medidor)
- Sección de adecuación de señal.
- Sección de comunicación.
- Sección de interconexión.

Después de una serie de diseños y diferentes mejoras tanto en la distribución, como en la topología de los circuitos; se llegó al diseño mostrado en las figuras 4.21 y 4.22. Esta distribución en particular, evitó mezclar componentes con diferentes funciones o diferentes voltajes de operación. La figura 4.22 también muestra la ubicación de cada una de las secciones mencionadas; se aprecia la sección de corriente alterna en la parte superior de la figura (en color rojo); más abajo, se ubica la sección de adecuación de señal (amarillo), mientras que a los lados se encuentran las zonas de comunicación (morado) y potencia (naranja). Finalmente la sección de interconexión se localiza en la parte inferior de tarjeta (celeste).



Figura 4.22 Zonas de la tarjeta de adecuación de señales.

Analizando cada una de estas secciones, la sección de corriente alterna se encarga de recibir la alimentación para la fuente de poder del MPI, así como las señales de voltaje y corriente que serán analizadas. Los transformadores de corriente se ubican en las locaciones TC1, TC2 y TC3 para medir la intensidad de corriente en un sistema trifásico. En J1 y J2 se colocaron dos pequeños bloques de terminales para recibir la alimentación del medidor y las señales de voltaje que serán medidas, respectivamente.

En la sección de adecuación de señal, se encuentran resistencias y capacitores que implementan los circuitos de adecuación de voltaje y corriente descritos en las secciones 4.2.2.2 y 4.2.2.3 respectivamente. También en esta zona se encuentran los diodos Schottky y algunos varistores para proteger cada una de las entradas del ADC contra sobretensiones.

La zona de potencia energiza todo el MPI. Aquí se ubica la fuente KPS5-12 que alimenta los circuitos de regulación de voltaje descritos en la sección 4.2.1, generando las diferentes tensiones necesarias para los dispositivos del MPI.

En la sección de comunicaciones, se encuentran las locaciones U1 y U2, donde se localiza el receptor GPS y el módulo XBee-ZB, respectivamente. La ubicación de esta sección está influenciada principalmente por el hecho de que ambos dispositivos requieren una antena externa; por tal motivo, resulta conveniente posicionarlos cerca de alguno de los extremos de la TAS.

Finalmente, en la sección de interconexión, se encuentra la locación J3 que consta de un conector macho de 50 pines (2X25). Este conecta físicamente con el conector hembra (de características similares) que se encuentra en la tarjeta DEMOEM para formar el ensamble final del MPI.

# 4.3.2. Integración del receptor GPS

Como se mencionó en la sección 4.1.4, el receptor GPS proporciona un pulso por segundo sincronizado a la red satelital que orbita el planeta, así como información sobre ubicación, desplazamiento, fecha, hora, entre otros. El pulso de sincronización es detectado por el MCU empleando una de sus entradas de propósito general de alta velocidad (RGPIO); específicamente, el pin IRQ.

Al recibir el pulso con esta entrada en particular, la señal actúa como una interrupción no enmascarable; en otras palabras, se comporta como una interrupción de alta velocidad de respuesta, de muy alta prioridad y que no puede ser ignorada. Esta interrupción dispara los cálculos para la obtención de fasores; su alta prioridad garantiza que la medición se realice inmediatamente después de recibir el pulso de sincronización.

También se establece comunicación asíncrona serial entre el MCU y el receptor GPS para recibir información sobre la ubicación del dispositivo, fecha y hora del día. Una vez que el receptor GPS ha determinado esta información, la transmite al MCU bajo protocolo NMEA0183. Dicha información puede ser utilizada para generar una estampa de tiempo para los fasores calculados.

El receptor envía varios tipos de mensajes NMEA, sin embargo, muchos de estos mensajes contienen información de poca utilidad para esta aplicación. Por lo tanto, solamente se procesan los mensajes RMC. Este protocolo en particular, proporciona solamente información de tiempo, ubicación y fecha, por lo que resulta ideal para la aplicación en cuestión. En la tabla 4.2 aparece un ejemplo que explica la estructura del protocolo NMEA RMC, mismo que fue de gran utilidad para el diseño del software que identifica y procesa los paquetes de datos que proporciona el receptor GPS.

Nombre	Ejemplo	Unidades	Descripción
Identificador de mensaje	\$GPRMC		Cabecera del protocolo RMC
UTC	53740		hhmmss.sss
Estado	А		A=datos validos ó V=datos inválidos
Latitud	2503.6319		ddmm.mmmm
Indicador N/S	Ν		N=norte ó S=sur
Longitud	12136.0099		dddmm.mmmm
Indicador E/W	Е		E=este ó W=Oeste
Velocidad sobre tierra	2.69	Nudos	
Curso sobre tierra	79.65	Grados	
Fecha	100106		Ddmmaa
Modo	А		A=autonomo, D=DGPS, E=DR
Checksum	*53		
<cr> <lf></lf></cr>			Terminación del mensaje

Tabla 4.2 Composición de un mensaje RMC. Adaptado de [64].

\$GPRMC 053740 000	A 2503 6310 N 1	2136 0000 E 2 60 70	65 100106 1*53
301  M 10.000 / 40.000	n.2000.0019.11.1	21JU.UU77.E.2.U7.13	.0J.100100

Por último, las conexiones del receptor con la TAS se muestran en la figura 4.23



Figura 4.23 Diagrama de conexiones. Módulo GPS.

# 4.3.3. Integración del Módulo XBee-ZB

El módulo XBee cuenta con entradas y salidas digitales, entradas analógicas, SCI, salidas PWM, entre otros. La función principal del módulo XBee es recibir información desde la red ZigBee y retransmitirla al MPI o viceversa, a través su puerto SCI.

Considerando que el MPI es controlado y supervisado empleando cadenas de caracteres, solamente se conectan los pines del puerto SCI y los pines de alimentación. El resto de las capacidades del dispositivo no son utilizadas en esta aplicación.

Las conexiones del módulo con la TAS se muestran en la figura 4.24.



Figura 4.24 Diagrama de conexiones. Módulo XBee-ZB.

# 4.3.4. Ensamble del medidor prototipo inteligente (MPI)

En las secciones anteriores de este capitulo, se han descrito los principales elementos que conformar al MPI. Tanto la tarjeta DEMOEM como el diseño de la TAS.

Una vez construida la TAS, el ensamble del medidor se resume a conectar dicha tarjeta con la tarjeta DEMOEM por medio del conector de 50 pines (2X25) y colocar cuatro tornillos de sujeción. El conector macho se encuentra en la TAS identificado con la locación J3; por otro lado, el conector hembra se encuentra en la tarjeta DEMOEM señalado como la locación J1. En estos conectores se concentran los voltajes y señales que requieren pasar de una tarjeta a otra. El diagrama de conexiones del conector J3 de la TAS se muestra en la figura 4.25, asi como el nombre de las señales que porta.

Las conexiones identificadas como AD4, AD5, AD6 y AD7 representan las señales que provienen de los circuitos de adecuación de voltaje. Por otro lado, las señales DADP0 y DADM0; DADP1 y DADM1; DADP2 y DADM2 son las entradas diferenciales de los circuitos de adecuación de corriente. Por último, las señales MCU\_RX2, MCU\_TX2, MCU\_IRQ son generadas por el módulo GPS, mientras que MCU\_RX3, MCU\_TX3 provienen del módulo Xbee-ZB.



Figura 4.25 Conector 2X25 con locación J3 en tarjeta de adecuación.

Se emplean un cable para conectar la locación J4 de la TAS con la locación P1 de la tarjeta DEMOEM para energizar, esta última, con 5 Volts.

Finalmente, la figura 4.26 muestra un esquema general de la integración de todos los dispositivos utilizados para la implementación del MPI, resaltando como componente principal al MCU MCF51EM256, los periféricos que maneja y su relación con el resto del hardware.



# Capítulo 5 Software del Sistema de Medición

#### 5.1. Introducción

Este capítulo describe todos los elementos de software que fueron desarrollados para el sistema de medición propuesto (SMP). Inicialmente, se analiza el programa que fue embebido en el microcontrolador MCF51EM256 de la tarjeta DEMOEM.

En este programa fueron implementados los algoritmos de medición en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia, descritos en el capítulo 3; así como la lógica de control para todos los procesos que se realizan en el Medidor Prototipo Inteligente (MPI).

Posteriormente, se describe la programación y configuración de los módulos de radiofrecuencia XBee y el "Gateway Connect Port® X4". Este último se desempeña como concentrador de datos y coordinador de la red de radio ZigBee para enlazar al MPI, así como el resto de los aparatos que forman parte del SMP.

Para la programación del MCF51EM256 se utilizó CodeWarrior IDE versión 6.3, los módulos de radiofrecuencia fueron configurados con X-CTU versión 5.2.7.5 y el concentrador de datos con Digi ESP<sup>TM</sup> for Python versión 1.4.0.

# 5.2. Software del medidor prototipo inteligente (MPI)

Para describir con mayor facilidad el software desarrollado, se presentan en este capítulo siete subsecciones que analizan por separado diferentes segmentos del programa. Estas secciones son:

- 1. **Inicialización del MCF51EM256.** Describe la configuración inicial del MCU y de sus periféricos empleando Proccessor Expert® (PE).
- 2. **Lazo infinito del programa principal.** Analiza la lógica y estructura general de la subrutina de mediciones eléctricas localizada dentro del lazo infinito del programa.
- 3. **Funciones de cálculos auxiliares.** Describe las funciones que son utilizadas en el cálculo de variables eléctricas pero no son propiamente algoritmos de medición.
- 4. **Funciones de medición en el dominio del tiempo.** Explica la implementación de los algoritmos de medición de variables eléctricas en el dominio del tiempo que se caracterizan por utilizar directamente la información del buffer de muestras.
- 5. **Funciones de medición en el dominio de la frecuencia.** Analiza la implementación de algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia que se basan en el cálculo de la FFT para obtener el espectro de frecuencia de alguna señal.
- 6. **Programa de eventos.** Analiza las funciones de interrupción que son invocadas al ocurrir un determinado evento durante la operación del MPI.
- 7. **Funciones de manejo de información.** Una vez obtenidas las mediciones eléctricas, estas deben ser escaladas y convertidas en cadenas de caracteres para que puedan ser mostradas en el LCD y/o transmitidas a través de la red ZigBee. Las funciones que realizan estos procesos se analizan en esta sección.

Por cada función, se presenta por lo menos un diagrama de flujo y, cuando es necesario, una tabla que describe el propósito de sus variables locales. El código fuente en lenguaje C del programa implementado en el MPI se presenta en el apéndice G.

# 5.2.1. Inicialización y configuración del MCU y sus periféricos empleando PE

Una de las actividades más complicadas en el manejo de microcontroladores es el apropiado control del hardware. Un MCU maneja miles de registros de configuración y muchos de ellos están relacionados entre sí. Esto hace aun más complicado el desarrollo de programas de bajo nivel, en especial, para usuarios inexpertos, o incluso para ingenieros experimentados que deben enfrentarse al reto de utilizar nuevos dispositivos o productos de diferentes fabricantes o familias.

La tecnología de Proccessor Expert® (PE) es un ambiente de desarrollo diseñado para crear, configurar y optimizar componentes de software para dispositivos Freescale® y otros

fabricantes. Soporta productos como S08/RS08, S12(X), Coldfire, Coldfire+, Kinetis, DSC 56800/E y algunos procesadores con arquitectura de potencia.

Adicionalmente ofrece un método amigable e interactivo de programación que facilita, en gran medida, el desarrollo de cualquier aplicación. Genera automáticamente código de bajo nivel en base a la configuración declarada en su interfaz gráfica y lo coloca en el programa principal del proyecto, dentro de una función definida como PE\_low\_level\_init(). Esta función modifica los registros necesarios para inicializar el MCU y habilitar los periféricos requeridos. No obstante, aunque PE configura directamente el MCU y desarrolla una parte importante del código de inicialización, aun es necesario que el programador conozca, detalladamente, los recursos y capacidades del dispositivo que se vaya a utilizar.

El CPU del MCU MCF51EM256 y varios de sus periféricos fueron configurados utilizando PE. En el centro de la figura 5.1, aparecen resaltados en color celeste, los componentes del MCU inicializados y/o controlados con "beans" de PE (CPU, SCI, ADC, etc.). También están resaltados los puertos que presentan actividad en el proyecto (PTA, PTB, PTC y PTE), mientras que alrededor de la figura se aprecian los pines que manipulan el LCD en color amarillo.



Figura 5.1 Esquema de pines y periféricos del MCU MCF51EM256 y listado de componentes del proyecto.

Tal y como lo muestra la figura 5.1, los componentes configurados con PE son:

- 1. El Procesador: CPU-MCF51EM256 (Periférico: CPU-Nombre asignado:MCF51EM256).
- 2. El Bloque de Retardos Programables: PDB-Secuenciador.
- 3. Cuatro Convertidores Analógico-Digital: ADC1-Fase\_B, ADC2-Fase C, ADC3-Fase A y ADC4-Neutro
- 4. Tres interfaces de comunicación serial: SCI1-RS232, SCI2-GPS y SCI3-Xbee.
- 5. Un comparador analógico programable: PRACMP2-ZCD.
- 6. Un módulo temporizador: MTIM1-TimerInt.

También se emplearon algunos "beans" para configurar pines de entrada y salida GPIO y RGPIO. Dichos pines son:

- 7. Un Pin para señal de entrada con interrupción no enmascarable de alta velocidad: GPS\_ISR-PTA0 (Nombre asignado: GPS\_ISR Identificador del pin asociado: PTA0).
- 8. Cuatro entradas digitales: PB1-PTE1, PB2-PTE2, PB3-PTB6, PB4-PTB7.
- 9. Cuatro salidas digitales: LED1-PTA5, LED2-PTA6, LED3-PTE4, LED4-PTE5.

Todos los componentes incluidos en el proyecto dan un total de 20 elementos, mismos que aparecen enlistados en la parte derecha de la figura 5.1. Todos estos componentes requieren su propia configuración que se explica a continuación.

# 5.2.1.1. Configuración del CPU

El CPU es probablemente el componente más complicado y el más propenso a cometer errores de configuración. Sin embargo, empleando PE resulta sencillo y prácticamente inmediato, ya que proporciona una configuración predeterminada que puede ser utilizada para muchas aplicaciones. Para la implementación del MPI, se utilizó buena parte de esta configuración y solo fue necesario modificar algunos parámetros de la fuente de reloj interna (ICS).

Entre otras cosas, el bean de inicialización del CPU permite modificar los registros que controlan el ICS. Este último proporciona las señales ICSOUT y BUSCLK (ver apéndice D) que funcionan como la fuente de reloj para el CPU y el resto de los periféricos del MCU.

Los cálculos para obtener los parámetros de configuración para el ICS se analizan en el apéndice D y son los mismos que se programan en la interfaz de PE. La figura 5.2 muestra como se introducen dichos parámetros en la ventana de configuración del CPU y proporciona una breve explicación de los campos que fueron modificados con respecto a la configuración predeterminada.



Figura 5.2 Parámetros de configuración del CPU.

La configuración mostrada en la figura 5.2 permite obtener la máxima frecuencia que puede generar el ICS. En consecuencia, el ICSOUT y el BUSCLK adquieren una frecuencia de 50.331648 MHz y 25.165824 MHZ respectivamente (para mayor información, vea apéndice D).

# 5.2.1.2. Configuración del PDB

En aplicaciones que involucran mediciones eléctricas de corriente alterna, el PDB se vuelve uno de los periféricos de mayor importancia, ya que permite controlar la frecuencia de muestreo y el momento exacto en que se realizan las conversiones del ADC con respecto a una señal de disparo. Estas características ofrecen un amplio control sobre el ADC, e incluso, permite compensar ciertos fenómenos eléctricos que ocurren durante el proceso de medición.

Al utilizar transformadores de corriente (un elemento inductivo), se produce un retraso constante de la señal de corriente. Este fenómeno puede ser compensado programando un retardo en el muestreo de la señal de corriente con respecto a la señal de voltaje. Esto con la finalidad de "esperar a la corriente" que está retrasada con respecto a la onda de voltaje por el efecto inductivo del TC.

La figura 5.3 muestra la interfaz del bean de inicialización así como la configuración programada en el PDB para la implementación del MPI. Se aprecia como los cuatro canales que digitalizan las señales de voltaje (tres fases y un hilo neutro o referencia) se disparan con un retraso de solo un ciclo de reloj, mientras que las 3 señales de corriente son disparadas cuando el contador del PDB ha registrado 3000 oscilaciones del BUSCLK. En otras palabras, se obtienen las conversiones de las señales de voltaje y un cierto tiempo después, se realizan las conversiones correspondientes de las señales de corriente.

Otro parámetro importante expresado en la figura 5.3 es el campo identificado como "Interrupt delay" que modifica el registro "PDB iDELAY" y determina el tiempo de retardo de la interrupción asociada al PDB. Esta interrupción tiene lugar cuando se han presentado 5000 oscilaciones del BUSCLK; es decir, después de que se han realizado todas las conversiones de las señales analógicas pero antes de que el PDB alcance su valor máximo programado de 6554 oscilaciones, como se aprecia en el campo identificado como "Modulos". Este último valor es calculado en el apéndice D, considerando la frecuencia del BUSCLK y la cantidad de muestras por cada ciclo eléctrico de 60 Hz.

Cuando el PDB contabiliza las 6554 oscilaciones, este se reinicia y vuelve a disparar cíclicamente las conversiones antes mencionadas y a generar sus respectivas interrupciones. Este comportamiento repetitivo permite también controlar la frecuencia de muestreo del medidor modificando el parámetro "Modulos".

# 5.2.1.3. Configuración del ADC

El MCU cuenta con 4 convertidores analógico-digital identificados como: ADC1, ADC2, ADC3 & ADC4. Estos se configuraron de forma similar, tomando en cuenta los parámetros que se exponen en el apéndice D. La figura 5.4 muestra como introducir estos parámetros a la interfaz del "bean" de inicialización de ADC del PE y se señalan todas las modificaciones que se realizaron a la configuración predeterminada.

La configuración de los cuatro convertidores es idéntica a la mostrada en el figura 5.4, salvo por los pines de entrada de las señales analógicas y algunos parámetros del ADC4 donde solo se muestrea el potencial en el hilo neutro. Estas diferencias de configuración entre un ADC y otro se aclaran en la tabla 5.1, mostrando el identificador de cada parámetro tal y como aparece en la interfaz de PE y la opción seleccionada para cada ADC.

Nombre Asignado	Convertidor	ADC Input Pins	Input Pin 0	Input Pin 1	Initial Channel Select A	Differential Mode A	Initial Channel Select B	Differential Mode B
Fase 1	ADC 3	2	DADP0	AD4	Channel 0	Enabled	Channel 4	Disabled
Fase 2	ADC 1	2	DADP1	AD5	Channel 1	Enabled	Channel 5	Disabled
Fase 3	ADC 2	2	DADP2	AD6	Channel 2	Enabled	Channel 6	Disabled
Neutro	ADC 4	1	AD7	***	Channel 7	Disabled	ADC Disabled	Disabled

Tabla 5.1 Parámetros de ADC que presentan cambios entre convertidores.



Figura 5.3 Parámetros de configuración del PDB.



Figura 5.4 Parámetros de configuración del ADC1.

#### 5.2.1.4. Configuración del PRACMP

El objetivo del comparador analógico de referencia programable (PRACMP) es detectar los cruces por cero de una de las señales de tensión como se explica en el apéndice D. Para ello, se debe definir en la configuración el tipo de cruces por cero que se desean detectar, los canales que

debe considerar el comparador, declarar el nombre de la interrupción, entre otros. La interfaz de este bean con su respectiva configuración se muestra a continuación en la figura 5.5.



Figura 5.5 Parámetros de configuración del PRACMP2.

#### 5.2.1.5. Configuración del SCI

Este periférico maneja un número considerable de parámetros, pero la configuración predeterminada del bean "AsynchroSerial" es apropiada para establecer comunicación serial con el receptor GPS y el módulo de radio XBee. Solo es necesario habilitar el periférico, especificar los pines que se emplean para comunicarse con cada módulo y definir los parámetros de comunicación. Dichos parámetros se muestran en la tabla 5.2

Parámetro	SCI1	SCI2	SCI3
Baudios	***	9600	57600
Bits de datos	***	8	8
Paridad	***	No	No
Bit de parada	***	1	1

Tabla 5.2 Parámetros de comunicación asíncrona serial requeridos.

La figura 5.6 muestra la configuración del módulo SCI2 que sostiene comunicación con el receptor GPS. El SCI3 utiliza exactamente la misma configuración, solo cambia la velocidad de transmisión (ver tabla 5.2) y los pines de comunicación (receptor: PTC0, transmisor: PTC1).



Figura 5.6 Parámetros de configuración del SCI2.

#### 5.2.1.6. Configuración del temporizador MTIM1

Este periférico se emplea para proporcionar un tiempo de espera en caso de que el receptor GPS deje de emitir el pulso por segundo, necesario para obtener mediciones fasoriales sincronizadas. Para su configuración, se emplea el bean "TimerInt" en el que solamente es necesario seleccionar la fuente de interrupción y el tiempo de la misma como se muestra en la figura 5.7.



Figura 5.7 Parámetros de configuración del temporizador MTIM1.

#### 5.2.1.7. Configuración de interrupción externa

Se emplea para detectar el pulso por segundo que genera el receptor GPS. Se programa utilizando el bean "ExtInt" como se muestra en la figura 5.8 y se implementa con un pin de alta velocidad capaz de generar una interrupción de alta prioridad (PTA0/RGPIO0/IRQ).



Figura 5.8 Parámetros de configuración de interrupción externa.

#### 5.2.1.8. Configuración de entradas y salidas de propósito general

Se emplea el bean "BitIO" para configurar todas las entradas y salidas digitales del prototipo. La figura 5.9 muestra los parámetros programados para uno de los botones del medidor; sin embargo, todas las entradas y salidas emplean casi los mismos parámetros.

La tabla 5.3 señala aquellos parámetros que cambian con respecto a los mostrados en la figura 5.9.



Figura 5.9 Parámetros de configuración del componente PB1.

Component name	Pin	Pull resistor	Open drain	Direction
PB1	PTE1	pull-up	push-pull	Input
PB2	PTE2	pull-up	push-pull	Input
PB3	PTB6	pull-up	push-pull	Input
PB4	PTB7	pull-up	push-pull	Input
LED1	PTA5	autoselected pull	push-pull	Output
LED2	PTA6	autoselected pull	push-pull	Output
LED3	PTE4	autoselected pull	open drain	Output
LED4	PTE5	autoselected pull	open drain	Output

Tabla 5.3 Parámetros del resto de los pines GPIO.

#### 5.2.2. Programa principal

El programa principal es la rutina que se ejecuta la mayor parte del tiempo y ocupa la mayor parte de los recursos de procesamiento del MCU. Maneja varias subrutinas que le permiten: inicializar el sistema, realizar cálculos, monitorizar entradas digitales y analógicas, controlar salidas digitales, manejar el LCD, entre otras.

La tabla 5.4 explica brevemente el tipo y propósito de las variables globales del programa. Dichas variables están disponibles para todas las funciones dentro del programa principal y algunas de ellas también por el programa de eventos.

De forma similar, la tabla 5.5 describe las variables locales del programa principal, las cuales son utilizadas por la subrutina de mediciones eléctricas.

	Variable	Тіро	Descripción y/o finalidad
	Sum_Energ	Arreglo de tres variables tipo long long	Variable empleada dentro de la función Energy_Calc para almacenar el valor de la sumatoria de energía de un ciclo. Esta misma variable es utilizada por la función Power_Calc para calcular la potencia activa en el dominio del tiempo.
Energía	Energ	Arreglo de tres variables tipo volatil short	Se emplea como variable auxiliar para cargar los valores guardados en los acumuladores de energía durante la inicialización, y para actualizar dichos acumuladores cada que se registre una variación.
H	EnergyChanged	int	Bandera de control que indica cuando se ha registrado alguna variación en los acumuladores de energía.
energy_index int Var LE: de com Arreglo de tres Cor	Variable de control que modifica el estado de las luces LED1, LED2, LED3 y LED4, para simular el movimiento de un disco de inducción en función de la energía consumida o aportada.		
ciones orales	Power_time	Arreglo de tres estructuras tipo Small_power_vec	Conjunto de variables donde se almacenan momentáneamente los resultados de los algoritmos de medición en el dominio del tiempo.
Medic tempo	Power_freq	Arreglo de tres estructuras Power_vec	Similar a Power_time pero involucra mas variables. Su objetivo es almacenar los resultados de los algoritmos en el dominio de la frecuencia.
oria de ciones	Small_Power_Sum	Arreglo de tres estructuras Sum_small_power_vec	Acumula la sumatoria de cuatro resultados de todas las mediciones eléctricas calculadas en el dominio del tiempo.
Sumato	Power_Sum	Estructura Sum_power_vec	Acumula la sumatoria de cuatro resultados de todas las mediciones eléctricas, calculadas en el dominio de la frecuencia.
edio de iciones	Small_Average_Power	Arreglo de tres estructuras Small_power_vec	Almacena al resultado del promedio de cuatro mediciones obtenidas con algoritmos en el dominio del tiempo.
Prom	Average_Power	Arreglo de tres estructuras Power_vec	Almacena al resultado del promedio de cuatro mediciones obtenidas con algoritmos en el dominio de la frecuencia.
	FFT_Real_Vx	Arreglo de 32 variables tipo short	Parte real del espectro de frecuencia de la señal de voltaje.
L	FFT_Imag_Vx	Arreglo de 32 variables tipo short	Parte imaginaria del espectro de frecuencia de alguna de las señales de voltaje.
H	FFT_Real_Ix	Arreglo de 32 variables tipo short	Parte real del espectro de frecuencia de alguna de las señales de corriente.
	FFT_Imag_Ix	Arreglo de 32 variables tipo short	Parte imaginaria del espectro de frecuencia de alguna de las señales de corriente.
play	meter_index	eMeter	Variable de control que determina el tipo de medición que aparecerá en la pantalla del LCD (energía, corriente, etc.).
DisJ	phase_index	ePhase	Variable de control que determina cual de las fases aparecerá en la pantalla del LCD (Fases A, B ó C).

		Ş	
e	Xbee_data	Estructura Xbee_Output_String	Datos de salida del módulo de radio.
Kbe	msj_main	char	Mensaje inicial transmitido por radio cuando arranca el MPI.
X	ap_msj	Apuntador tipo char	Almacena la dirección del próximo dato que será enviado por radio.
itos)	Voltage_X	Arreglo de 128 variables de tipo short	Buffer de muestras de alguna de las señales de voltaje.
de ever	Current_X	Arreglo de 128 variables de tipo short	Buffer de muestras de alguna de las señales de corriente.
ograma	cycle_conter	int	Variable de control que contabiliza los ciclos eléctricos transcurridos del 0 al 59 para discernir que medición será calculada.
el pr	BUFFER_READY	int	Variable de tipo bandera que indica cuando se han muestreado, por lo menos, 64 muestras (equivalentes a un ciclo eléctrico).
das en	meter_status	int	Indica si el MPI se encuentra sincronizado, no sincronizado o en espera del pulso por segundo emitido por el receptor GPS.
ini	k1	int	Índice del buffer de muestras de corriente.
def	k2	int	Índice del buffer de muestras de voltaje.
ternas (o	command_identifier	int	Al recibir un comando valido a través de las red de radio, esta variable recibe un valor numérico que identifica el comando recibido.
Ex	received_command	int	Bandera de control que se hace verdadera cuando se ha recibido un comando valido a través de la red de radio.

Tabla 5.4 Variables globales del programa principal (continuación).

Tabla 5.5 Variables locales del programa de mediciones eléctricas.

Variable	Тіро	Descripción y/o finalidad
starting_sample	int	Se emplea como parámetro de entrada de las funciones de medición para indicar la muestra inicial del buffer de muestras para los cálculos de variables eléctricas.
current_cycle_conter	int	Retiene el valor de la variable cycle_counter, en el instante en que son completadas 64 muestras, para garantizar que se realicen las mediciones que corresponden al ciclo en curso.
CURRENT_BUFFER	int	Retiene el valor de la variable BUFFER_READY en el instante en que son completadas 64 muestras para garantizar que los cálculos se efectúen con el buffer recién completado.
PBx	int	Almacena el estado actual de una entrada digital (0 ó 1).
PBx_prev_status	int	Almacena el estado previo de una entrada digital (0 ó 1).

El programa principal hace uso de una serie de funciones, en las que están programados los algoritmos de medición analizados en el capítulo 3. Las funciones de algoritmos de medición, son invocadas desde la subrutina de mediciones eléctricas que se encuentra dentro del lazo infinito del programa principal, como se aprecia en la figura 5.10.


Figura 5.10 Diagrama de flujo del programa principal.

## 5.2.2.1. Inicialización LCD

La inicialización y control del LCD se lleva a cabo haciendo uso del software de abstracción de hardware del LCD que proporciona el fabricante en [23].

Este software está contenido en los archivos LCD\_HAL.c y LCD\_HAL.h que son incluidos en el proyecto del programa del medidor. Esto permite utilizar el LCD con solo emplear las funciones y definiciones que ya se encuentran definidas y listas para usarse dentro del programa de abstracción.

Dentro del código de inicialización, la función **vfnLCD\_Init(**) se encarga de inicializar el LCD, empleando los parámetros que están establecidos en el archivo LCD\_HAL.h. Por otro lado, las funciones **vfnLCD\_Set\_Display(**) y **vfnLCD\_Clear\_Display(**) encienden y apagan todos los

segmentos del LCD para verificar su apropiado funcionamiento. Finalmente, la definición **\_LCD\_FREESCALE\_ON** enciende y mantiene el logo de Freescale en el LCD hasta que se indique lo contrario.

### 5.2.2.2. Inicialización de acumuladores de energía

La energía es el único parámetro eléctrico cuyo valor es salvado en la memoria del MCU. Una vez calculada, se adiciona a un acumulador que retiene el total de la energía que ha sido registrada por el medidor, desde el momento en que fue encendido.

Los acumuladores de energía se implementaron utilizando localidades de memoria del reloj de tiempo real (IRTC). Estas localidades siguen siendo memoria RAM, pero cuentan con alimentación independiente al resto del MCU. Esto permite respaldar la información con baterías de larga duración y obtener un comportamiento similar al de una memoria no volátil, aprovechando los recursos disponibles en el IRTC.

El código de inicialización designa 6 bytes de la memoria del IRTC (2 bytes para cada fase) para ser empleadas como acumuladores de energía. También permite borrar la información que contengan los acumuladores, si se presionan los botones PB3 y PB4 inmediatamente después de un reinicio del MPI. De lo contrario, el programa opera normalmente, asignando los valores contenidos en los acumuladores, a las variables auxiliares Energ.

La variable Energ tendrá ahora una copia de los acumulados de energía y será modificada por la función Energ\_Sum, conforme al consumo de energía que se detecte en el circuito eléctrico bajo análisis.

Periódicamente, los valores modificados en las variables Energ, actualizan a los acumuladores de energía para respaldar estos valores en la memoria del IRTC, previendo algún reinicio inesperado. Las localidades de memoria del IRTC están definidas en el mapa de memoria del MCU como StandbyRAM.

En el código de inicialización de los acumuladores, se encuentra la instrucción: \*((short\*)&StandbyRAM[0]) = 0; que restablece los acumuladores de energía. También destaca la línea de código Energ[Fase\_A] = \*((short \*)&StandbyRAM[0]); que asigna el valor de un acumulador a una de las variables Energ.

### 5.2.2.3. Subrutina de mediciones eléctricas

Esta subrutina administra el cálculo de las diferentes variables eléctricas que puede obtener el MPI. Invoca las funciones de medición de energía activa en cada ciclo eléctrico, mientras que el resto de las mediciones solo se calculan en ciertos ciclos.

Toda la subrutina de mediciones está limitada por una condición "if", que evita que se ejecuten los algoritmos de medición si no se han obtenido 64 muestras de las 7 señales analógicas de interés (voltaje y corriente de las fases A, B y C y voltaje en el neutro). Para administrar las funciones de medición, se utiliza una instrucción "switch" que limita la ejecución de cada una de estas funciones a solo ciertos ciclos, de los 60 disponibles en un segundo. Estas condiciones, junto con una apropiada frecuencia de muestreo, permiten analizar periodos casi exactos de las señales sinusoidales, propiciando una buena precisión de los algoritmos. La figura 5.11 muestra el diagrama de flujo de esta subrutina.



Figura 5.11 Diagrama de flujo de subrutina de mediciones eléctricas.

De igual forma, los procesos de control que ejecuta el MCU, se encuentran programados en la subrutina de mediciones eléctricas y también están condicionados por la misma instrucción "switch", que también limita la ejecución de los mismos a solo ciertos ciclos.

La tabla 5.6 muestra, en detalle, las actividades que realiza la subrutina de mediciones eléctricas en cada ciclo, dentro del bloque identificado como "Otras mediciones y procesos de control" de la figura 5.11. Dependiendo del valor que tenga la variable cycle\_counter, se realiza alguna de

las actividades señaladas en la tabla 5.6. Una vez que han sido analizados los 60 ciclos eléctricos presentes en un segundo, el programa reinicia la cuenta y realiza de manera repetitiva el mismo conjunto de mediciones y acciones de control.

Ciclo	Fase	Actividad		Ciclo	Fase	ase Actividad		
0	Α	FFT Voltaje	FFT Corriente	30	Α	FFT Voltaje	FFT Corriente	
1	Α	ADT	ADF	31	A	ADT	ADF	
2	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	32	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	
3	В	ADT	ADF	33	В	ADT	ADF	
4	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	34	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	
5	С	ADT	ADF	35	С	ADT	ADF	
6	Supe	ervisa entradas G	PIO (botones)	36	Supervisa entradas GPIO (botones)		PIO (botones)	
7	Α	FFT Voltaje	FFT Corriente	37	Α	FFT Voltaje	FFT Corriente	
8	Α	ADT	ADF	38	Α	ADT	ADF	
9	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	39	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	
10	В	ADT	ADF	40	В	ADT	ADF	
11	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	41	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	
12	C	ADT	ADF	42	C	ADT	ADF	
13	Supervisa entradas GPIO (botones)			43	Supervisa entradas GPIO (botones)			
14	Α	FFT Voltaje	FFT Corriente	44	Α	FFT Voltaje	FFT Corriente	
15	Α	ADT	ADF	45	Α	ADT	ADF	
16	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	46	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	
17	В	ADT	ADF	47	В	ADT	ADF	
18	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	48	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	
19	С	ADT	ADF	49	С	ADT	ADF	
20	Supe	ervisa entradas G	PIO (botones)	50	Supe	ervisa entradas G	PIO (botones)	
21	А	FFT Voltaje	FFT Corriente	51	А	FFT Voltaje	FFT Corriente	
22	Α	ADT	ADF	52	Α	ADT	ADF	
23	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	53	В	FFT Voltaje	FFT Corriente	
24	В	ADT	ADF	54	В	ADT	ADF	
25	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	55	C	FFT Voltaje	FFT Corriente	
26	C	ADT	ADF	56	C	ADT	ADF	
27	Pron	Promedia mediciones & actualiza LCD			Pron	Promedia mediciones & actualiza LCD		
28		zeros()			Prepara datos de salida (si se requiere)			
29	zeros() & frecuencia			59	Envía datos por radio & reinicia ciclo			

Tabla 5.6 Actividades por ciclo de la subrutina de mediciones.

Como se aprecia en la tabla 5.6, durante el ciclo identificado como 0, se calcula la FFT para obtener los espectros de frecuencia de la señal de voltaje y corriente de la fase A. Mientras tanto, en el ciclo 1, se ejecutan los Algoritmos en el Dominio del Tiempo (ADT) y los Algoritmos en el Dominio de la Frecuencia (ADF). El ADF utiliza los espectros de voltaje y corriente obtenidos

en el ciclo anterior (0) por la FFT, como base para todos sus cálculos; mientras que el ADT, emplea directamente el buffer de muestras del ciclo 1. De esta forma, aunque ambos algoritmos se ejecutan en el mismo ciclo, el ADF trabaja con los espectros obtenidos en el ciclo anterior y el ADT utiliza las muestras recién obtenidas por el ADC.

De manera similar, el mismo procedimiento se repite en los ciclos siguientes, pero para las fases B y C. En consecuencia, desde el ciclo 0 al 26, se habrán calculado cuatro mediciones de todas las variables eléctricas para las tres fases (ver tabla 5.6). Esto permite calcular el promedio de dichas mediciones en el ciclo 27 e inmediatamente después refrescar el LCD con el valor calculado. Este mismo procedimiento se repite entre los ciclos 30 y 56, se calcula el promedio de las mediciones en el ciclo 57 y se actualiza nuevamente el LCD.

Durante los ciclos 28 y 29 se invoca la función zeros(), que estima en que muestra ocurre un cruce por cero en la señal de voltaje de la fase A. Conociendo la ubicación del cruce por cero en estos dos ciclos consecutivos (28 y 29), se aplica el algoritmo descrito en la sección 3.3.8 para determinar la frecuencia del sistema de potencia.

Por otra parte, durante el ciclo 58 se prepara la información que haya sido solicitada a través de la red de radio, y en el ciclo 59 se inicia la transmisión de la misma. Por último, en los ciclos 6, 13, 20, 36, 43 y 50 se supervisan las entradas digitales identificadas con las locaciones SW1, SW2, SW3 y SW4 de la tarjeta DEMOEM, para interacción del usuario con el MPI.

El programa principal se ejecuta la mayor parte del tiempo; sin embargo, constantemente se alterna con el programa de eventos para atender alguna interrupción, como se aprecia en el diagrama de actividades de la figura 5.12. Tanto el programa principal, como el de eventos, son parte del programa de mediciones eléctricas del MPI.



Figura 5.12 Diagrama de actividades del programa de mediciones eléctricas.

# 5.2.3. Funciones de cálculos auxiliares

Estas funciones forman parte de los procesos que se realizan dentro de la subrutina de mediciones eléctricas, sin embargo, no son propiamente algoritmos de medición de variables eléctricas. Las dos primeras funciones que se exponen a continuación, permiten calcular rápidamente la raíz cuadrada de un número de 32 bits. Por otro lado, la tercera función, permite acceder a la memoria RAM del IRTC para cargar o actualizar las variables que fungen como contadores de energía.

## 5.2.3.1. Valor inicial para raíz cuadrada

El algoritmo que utiliza la función de valor inicial, es capaz de obtener raíces exactas de números que sean potencias de dos  $(2^N)$ , pero no así, para cualquier otro valor. Esta función tiene como finalidad calcular una primera aproximación para la función de la raíz cuadrada que se analiza en la sección 5.2.3.2.

El prototipo de la función de valor inicial es:

 $x_o =$  valor inicial.

# unsigned long ASM\_FF1(unsigned long A);

La función ASM\_FF1 utiliza la instrucción de lenguaje ensamblador ff1 para analizar el registro del parámetro de entrada, como se aprecia en el diagrama de flujo de la figura 5.13. La instrucción ff1 inicia por el bit más significativo (MSB), hasta ubicar el primer bit acertado; es decir, la posición del primer uno del parámetro de entrada, expresado en binario, con respecto al MSB.

Basándose en la respuesta que arroje la instrucción ff1; el resto de la subrutina modifica este resultado y obtiene la posición del primer uno, pero ahora, con respecto al bit menos significativo (LSB) y la utiliza para efectuar la siguiente potencia:

$$x_0 = 2^{(P/2)} \tag{5.1}$$

Donde:

P = posición del primer uno del parámetro de entrada en binario con respecto al bit menos significativo.

Finalmente, la función devuelve el resultado de la ecuación 5.1. En todo el procedimiento, no se utilizan variables locales; solo se emplea el parámetro de entrada "A", definido como una variable no signada de 32 bits. Este parámetro se utiliza para recibir el dato de entrada, y ejecutar el procedimiento anterior.



Figura 5.13 Diagrama de flujo de la función de valor inicial ASM\_FF1.

#### 5.2.3.2. Raíz cuadrada

La subrutina de raíz cuadrada consiste en un proceso iterativo que calcula raíces de números enteros positivos. Esta función opera en forma conjunta con la función de valor inicial que le proporciona una primera aproximación. Esto permite que el algoritmo converja rápidamente, empleando menos iteraciones y cumpliendo con una exactitud determinada. Considerando que se cuenta con una primera aproximación tal que:

$$x_0 \approx \sqrt{y} \tag{5.2}$$

Entonces, es posible utilizar un algoritmo iterativo, basado en la siguiente expresión:

$$x_{n+1} = \frac{x_n + {}^{y}/x_n}{2}$$
(5.3)

El prototipo de la función de raíz cuadrada es:

#### unsigned short SquareRoot(unsigned long A);

Las variables locales que utiliza la función SquareRoot() se explican brevemente en la tabla 5.7

Variable	Тіро	Descripción y/o finalidad
Y	unsigned long	Parámetro de entrada.
j	unsigned short	Índice de ciclo.
X0	unsigned long	Se le asigna la primera iteración que obtiene la función de valor inicial y el resultado de las iteraciones previas durante los ciclos de cálculo.
X1	unsigned long	Se le asigna el resultado de la iteración en curso.

Tabla 5.7 Variables locales de la función SquareRoot( ).

Finalmente, el diagrama de flujo de la función se ilustra en la figura 5.14



Figura 5.14 Diagrama de flujo de la función SquareRoot( ).

### 5.2.3.3. Protección de memoria del IRTC

Las localidades de memoria del IRTC donde se almacenan los acumuladores de energía son localidades restringidas que requieren un procedimiento especial para ser modificadas. Las dos funciones que se describen en esta sección, habilitan y deshabilitan esta restricción.

Los prototipos de estas funciones son:

void RTC\_WP\_Disable(void); void RTC\_WP\_Enable(void); Estas funciones no utilizan ninguna variable local, solo modifican el registro IRTC\_CTRL, introduciendo valores específicos para activar o desactivar la protección.

La función **RTC\_WP\_Disable(**) consta solamente de una condición if, que analiza el estado del registro IRTC\_STATUS\_WPE para verificar si la protección esta activada. Si lo está, se ejecuta el siguiente código:

 $IRTC\_CTRL = 0;$  $IRTC\_CTRL = 1;$  $IRTC\_CTRL = 3;$  $IRTC\_CTRL = 2;$ 

Por otro lado, la función **RTC\_WP\_Enable**() solamente ejecuta la siguiente línea de código para reactivar la protección de la memoria del IRTC.

IRTC\_CTRL  $\models$  0x02;

### 5.2.4. Funciones de algoritmos de medición en el dominio del tiempo

En esta sección, se explican las funciones del programa principal que implementan los algoritmos de medición en el dominio del tiempo. Se presenta el prototipo de cada función, se describen sus variables locales y se analiza el diagrama de flujo de la misma.

### 5.2.4.1. Cálculo de Valores Eficaces

Esta función se basa en la ecuación 3.19 que permite determinar valores eficaces de señales en tiempo discreto. El cálculo del valor eficaz o valor RMS, se obtiene ejecutando la función definida con el prototipo:

### unsigned short RMS\_calc(short \* data);

Para implementar dicha ecuación en el MCU, primero se calcula la sumatoria de cuadrados, programando un lazo que efectúe la multiplicación de cada una de las muestras del buffer de datos por sí mismas y acumule los resultados en la variable Sum.

El resultado de la sumatoria se divide entre el número de muestras consideradas; finalmente, se obtiene la raíz cuadrada del resultado invocando la función **SquareRoot()**.

La función **RMS\_calc**() maneja un parámetro de entrada y dos variables locales. El nombre, tipo y finalidad de estas variables se resumen en la tabla 5.8.

Variable	Тіро	Descripción y/o finalidad
data	short *	Parámetro de entrada que recibe la dirección del primer dato del buffer de muestras.
i	unsigned short	Índice de ciclo.
Sum	long long (64 bits)	Almacena el resultado de todas las operaciones que se realizan en la función incluyendo la sumatoria de cuadrados.

Tabla 5.8 Variables locales de la función RMS\_calc( ).

Por último, el diagrama de flujo de esta función se muestra en la figura 5.15



Figura 5.15 Diagrama de flujo de la función RMS\_calc( ).

## 5.2.4.2. Energía Activa

El MPI es un medidor de cuatro cuadrantes, capaz de registrar consumo o generación de energía con cualquier tipo de carga. La función de cálculo energía activa se basa en la ecuación 3.12 que permite obtener esta variable, a partir de un par de señales discretas de voltaje y corriente en un circuito eléctrico dado. El prototipo de la función en cuestión es el siguiente:

## void Energy\_Calc(short \*V, short \*I, Power\_vec \*Out);

Utiliza tres parámetros de entrada y tres variables locales para efectuar sus procedimientos. Dichas variables son descritas en la tabla 5.9.

Variable	Тіро	Descripción y/o finalidad
V	short *	Parámetro de entrada que recibe la dirección del primer dato del buffer de muestras de voltaje.
Ι	short *	Parámetro de entrada que recibe la dirección del primer dato del buffer de muestras de corriente.
OUT	Power_vec *	Parámetro de entrada que recibe la dirección de la localidad de memoria de la estructura de mediciones donde se asignará el resultado.
i	unsigned short	Índice de ciclo.
tempV	short *	Variable auxiliar en la que se copia la dirección del parámetro de entrada de voltaje y se utiliza durante la multiplicación de muestras.
tempI	short *	Variable auxiliar en la que se copia la dirección del parámetro de entrada de corriente y se utiliza durante la multiplicación de muestras.

Tabla 5.0	Variables	locales de la	función	Energy	Calc()
<i>Tubiu J.9</i>	variables	iocuies ae ii	juncion	Lnergy_	Cuic()

Esta función se encarga de multiplicar la primera muestra del buffer de voltaje, con la primera muestra del buffer de corriente y acumula el resultado en la variable global de 64 bits Sum\_Energ. Este proceso se repite para la segunda muestra de ambos buffers y así sucesivamente hasta multiplicar las N muestras de ambos buffers. Posteriormente, la sumatoria total de estas multiplicaciones se adiciona a un acumulador que forma parte de alguna de las estructuras de medición Power[x], como se aprecia en el diagrama de flujo de la función mostrado en la figura 5.16.



Figura 5.16 Diagrama de flujo de la función Energy\_Calc().

### 5.2.4.3. Sumatoria Total de Energía

Una vez que se ha obtenido la energía activa en un ciclo eléctrico, es necesario adicionar este valor a un acumulador que retenga la totalidad del consumo en memoria no volátil. Para ello, se emplea la función de sumatoria de energía que se define con el siguiente prototipo:

#### void EnergySum(Power\_vec\* In, volatile short\* Out, int phase);

Mientras que la función de cálculo de energía activa Energy\_Calc() obtiene la energía promedio dentro de un ciclo eléctrico, la función de sumatoria de energía EnergySum() detecta si por lo menos uno de los valores de energía, dentro de alguna de las estructuras de medición, presenta una variación superior al valor definido como "one\_kw\_h". De ser así, dicho valor se transfiere a la variable global Energ[x] por medio del parámetro de entrada "Out". Posteriormente, el nuevo valor se respalda en una localidad de memoria RAM dentro del IRTC. La figura 5.17 muestra el diagrama de flujo de la función EnergySum().



Figura 5.17 Diagrama de flujo de la función EnergySum().

Las variables Energ[x] se utilizan como puente entre la función EnergySum() y las localidades de memoria del IRTC. Para transferir esta información, se emplean las funciones descritas en la sección 5.2.3.3. La función EnergySum() no maneja variables locales, solo utiliza sus parámetros de entrada y algunas variables globales en sus procedimientos.

#### 5.2.4.4. Triangulo de Potencia

La función que se describe en esta sección, se encarga de obtener la potencia activa, reactiva, aparente y el factor de potencia empleando los resultados de las funciones de energía activa y valor RMS. Además, asigna todos estos cálculos a la respectiva estructura de mediciones, incluyendo los valores eficaces de voltaje y corriente. El prototipo de dicha función es:

#### void Power\_Calc(short \*V, short \*I, Power\_vec \*Out);

Esta subrutina solo ejecuta operaciones sencillas, basadas en las ecuaciones 3.16, 3.20, 3.22, 3.26 analizadas previamente. Esta función utiliza solo una variable local para hacer el cálculo de potencia reactiva en dos instrucciones. El diagrama de flujo de esta función se aprecia en la figura 5.18.



Prácticamente, la función realiza todas sus actividades únicamente con sus parámetros de entrada, los cuales son similares en nombre, tipo y funciones a los de la función Energy\_Calc() mostradas en la tabla 5.9.

### 5.2.4.5. Frecuencia

La medición de frecuencia está basada en el algoritmo de detección de cruce por cero que fue descrito en la sección 3.3.8. Para ello, se emplea la ecuación 3.34 que permite determinar la frecuencia de la señal analizada, en función de la frecuencia de muestreo y la cantidad de muestras entre dos cruces por cero de dos ciclos eléctricos consecutivos. Dicha ecuación puede implementarse fácilmente en una sola línea de código; sin embargo, la complejidad de este algoritmo radica en ubicar entre que muestras se encuentran los cruces por cero y efectuar una interpolación lineal para aproximar la ubicación exacta del cruce.

Algunas de las actividades descritas en el párrafo anterior son efectuadas por la función identificada con el siguiente prototipo:

### int zeros(short \*Signal)

La función zeros() se encarga de estimar la posición exacta de los cruces por cero con pendiente negativa de dos ciclos consecutivos. Con esta información, se calcula la frecuencia de la señal analizada implementando la ecuación 3.34, en la subrutina de mediciones eléctricas.

Las variables locales que maneja la función zeros() se presentan en la tabla 5.10, mientras que el diagrama de flujo de la misma función se aprecia en la figura 5.19.

Variable	Тіро	Descripción y/o finalidad
Signal	short*	Parámetro de entrada que recibe la dirección de la primera localidad de memoria del buffer de muestras de la señal de voltaje de la fase A.
p1	short*	Recibe la copia de la dirección del parámetro de entrada Signal, que será utilizada para los procesos internos de la función.
S1 y S2	short	Estas variables reciben valores consecutivos del buffer de muestras y son comparadas contra cero para detectar los cruces por este valor.
m	int	Se desempeña como índice de ciclo y para ubicar la posición del cruce por cero.
х	int	Determina en que localidad del arreglo Tdif se almacenará la ubicación del primer cruce por cero que detecte la función.
start	int	Indica la muestra inicial del rango de muestras en que la función buscará los cruces por cero.
finish	int	Indica la muestra final del rango de muestras en que la función buscará los cruces por cero.
zero	int	Contabiliza la cantidad de ceros encontrados en el buffer.

Tabla 5.10 Variables locales de la función zeros().



Figura 5.19 Diagrama de flujo de función zeros().

Finalmente, el valor de la frecuencia se obtiene con la siguiente instrucción:

Freq=(dword)((BusClk/((Tdif[2]\*PDBMOD)>>10)));

En la expresión anterior, el resultado de la división entre el BusClk y el registro PDBMOD es la frecuencia de muestreo, mientras que Tdif contiene la cantidad de muestras entre cruces. Finalmente, se rota a la derecha diez veces para eliminar el escalamiento del resultado.

### 5.2.5. Funciones de algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia

A continuación se describen las funciones de la subrutina de mediciones eléctricas que implementan los algoritmos en el dominio de la frecuencia.

### 5.2.5.1. Cálculo de espectro de frecuencia

El primer paso de los algoritmos en el dominio de la frecuencia, es obtener el espectro de frecuencia de la señal de interés. Para ello, se implementa la transformada rápida de Fourier con la función identificada con el prototipo:

### void FFT(short \*Signal, short \*Real\_Out, short \*Imag\_Out);

Esta función utiliza seis lazos recursivos; el primero de ellos se encarga de copiar los datos del buffer de muestras original (alguna de las señales de voltaje o corriente) a un arreglo local. Posteriormente, dichas muestras son reordenadas por el segundo lazo con la técnica de bit inverso (como se explico en la sección 3.2.2.1). Otros tres lazos están anidados e implementan las operaciones de mariposa (descritas en la sección 3.2.2.3). El sexto y último lazo, copia los datos obtenidos a los arreglos de resultados. El espectro de frecuencia es expresado por dos arreglos que representan las componentes rectangulares del mismo (parte real y parte imaginaria). La tabla 5.11 enlista los parámetros de entrada y las variables locales de la función FFT(), mientras que la figura 5.20a y 5.20b muestran el algoritmo de reordenamiento por bit inverso y el algoritmos de operaciones de mariposa, respectivamente.

## 5.2.5.2. Valores eficaces en el dominio de la frecuencia

Para llevar a cabo el cálculo de valores eficaces en el dominio de la frecuencia, se implementa la ecuación 3.35, haciendo uso del espectro obtenido por la función FFT(). La función de valores eficaces en el dominio de la frecuencia está definida por el prototipo:

### short RMS\_FFT(short \*Signal\_Real, short \*Signal\_Imag)

La función RMS\_FFT maneja dos parámetros de entrada y varias variables locales que son detalladas en la tabla 5.12, mientras que la figura 5.21 muestra el diagrama de flujo de dicha función.

Variable	Tipo	Descripción y/o finalidad
Signal	short *	Parámetro de entrada donde se indica la dirección de la primera localidad del buffer de muestras a analizar.
Real_Out	short *	Dirección del buffer de salida donde se almacena la parte real del espectro de frecuencia.
Imag_Out	short *	Dirección del buffer de salida donde se almacena la parte imaginaria del espectro de frecuencia.
i	int	Variable auxiliar empleada como índice de ciclo para diferentes lazos "for" dentro de la función.
ip	int	Índice de ciclo que determina los elementos del arreglo de muestras que serán utilizados durante cada etapa de operaciones de mariposa.
j	int	Variable auxiliar empleada como índice de ciclo para diferentes lazos "for" dentro de la función.
k	int	Variable auxiliar empleada como índice de ciclo para diferentes lazos "for" dentro de la función.
1	int	Índice de ciclo que contabiliza el número de etapas de operaciones de mariposas realizadas.
n	int	Índice de las tablas de tabulaciones de las funciones seno y coseno.
NM1	int	Número de muestras menos 1.
ND2	int	Número de muestras entre 2.
LE	int	Adquiere el valor de 2 <sup>1</sup> (ele).
LE2	int	Adquiere el valor de LE entre 2.
UR	int	Recibe el valor de uno de los elementos de la tabla de la función coseno, que será utilizado en la próxima iteración de las operaciones de mariposa.
UI	int	Mismo objetivo que UR, pero recibe un valor de la tabla de la función seno.
p1	short *	Variable de tipo apuntador donde se copia la dirección del buffer de muestras. Esta copia es manipulada para diferentes procesos dentro de la función.
aux_reduced_buffer	short[64]	Recibe la copia del buffer de muestras original pero reordenado por la técnica de bit invertido.
TR	long long	Almacena la parte real de las operaciones de mariposas para después ser adicionado a la respectiva localidad del arreglo de resultados.
TI	long long	Mismo objetivo que TR pero recibe la parte imaginaria de las operaciones de mariposa.
FFT_Real	long long[64]	Arreglo de variables de 64 bits donde se almacenan los resultados obtenidos por cada etapa del algoritmo, asi como la parte real del resultado final una vez concluida la función.
FFT_Imag	long long[64]	Mismo objetivo que FFT_Real pero almacena la parte imaginaria del resultado.

Tabla 5.11 Variables locales de la función FFT().



Figura 5.20a Diagrama de flujo del algoritmo de reordenamiento por bit invertido de la función FFT().





······································			
Variable	Tipo	Descripción y/o finalidad	
Signal_Real	short *	Parámetro de entrada de tipo apuntador donde se indica la dirección de la parte real del espectro de frecuencia de la señal que se desea analizar.	
Signal_Imag	short *	Mismas características que Signal_Real pero recibe la dirección de la parte imaginaria del espectro de la señal a analizar.	
i	int	Índice del lazo de cálculos.	
p1	short *	Recibe una copia de la dirección contenida en uno de los parámetros de entrada para ser modificada por los procesos internos de la función.	
p2	short *	Mismas características que p1.	
Sum	long long	Acumula la sumatoria de cuadrados.	

Tabla 5.12 Variables locales de la función RMS\_FFT().



Figura 5.21 Diagrama de flujo de la función RMS\_FFT().

## 5.2.5.3. Ángulos de fase

Esta función calcula la magnitud y el ángulo de algún vector a partir de sus componentes rectangulares, y entrega como resultado el ángulo obtenido. El prototipo de esta función es:

#### word Phase\_Angle(short \*Real, short \*Imag)

Las variables locales de la función Phase\_Angle() se enlistan en la tabla 5.13.

Tubiu 5.15 Vurtubles ibetues de la funcion Traise_Inigie().				
Variable	Tipo	Descripción y/o finalidad		
Real	short *	Parámetro de entrada donde se asigna la dirección de la parte real del vector.		
Imag	short *	Similar a Real, pero recibe la parte imaginaria del vector.		
senx	unsigned short	Recibe el valor de la función seno evaluada con el cociente de la parte imaginaria del vector y su magnitud.		
i	unsigned short	Índice de ciclo.		
x1	unsigned short	Posición del valor y1, que se obtiene como resultado de la búsqueda del sen(x) en la tabla Sin_coef_K_1.		
x2	unsigned short	Mismo que x1 pero en función de la posición de y2.		
y1	unsigned short	Inmediato inferior de $sen(x)$ en la tabla Sin_Coef_k_1.		
y2	unsigned short	Inmediato superior de $sen(x)$ en la tabla Sin_Coef_k_1.		
MAG	unsigned short	Magnitud del fasor.		
ANG	unsigned short	Ángulo de fase.		

Tabla 5.13 Variables locales de la función Phase\_Angle().

Para obtener la magnitud y el ángulo de fase del vector indicado en las parámetros de entrada, la función Phase\_Angle() realiza los siguientes pasos:

a) Calcular magnitud del fasor. Se obtiene la magnitud del fasor empleando la expresión:

$$Mag = \sqrt{Re^2 + Im^2} \tag{5.1}$$

b) Determinar sen(x). Recordando algunos conceptos básicos de trigonometría y considerando que la amplitud máxima del arreglo Sin\_coef\_k\_1 es de 32767 (formato Q15), se realiza el siguiente cálculo:

$$sen(x) = \left| 32767 \times \frac{Im}{Mag} \right|$$
(5.2)

c) Ubicar sen(x) en la tabla. Con el valor calculado en el paso anterior, se realiza una búsqueda en el arreglo Sin\_coef\_k\_1 con los primeros 16 valores, para ubicar el inmediato inferior y superior de sen(x) en el arreglo y asignarlos a las variables y1 y y2 respectivamente. También se considera la posición de la tabla en la que se localizan estos dos valores, y se asigna un valor proporcional en grados a las variables x1 y x2 tal que:

$$x_1 = \frac{360}{64} x_1 \tag{5.3}$$

$$x_2 = \frac{360}{64} x_2 \tag{5.4}$$

- Donde  $x_1$ = posición del inmediato inferior de sen(x) en el arreglo Sin\_coef\_k\_1  $x_2$ = posición del inmediato superior de sen(x) en el arreglo Sin\_coef\_k\_1
- d) **Calcular el ángulo de fase por interpolación lineal**. Todas las variables anteriores se emplean para realizar una interpolación lineal, utilizando la siguiente ecuación:

$$x = (sen(x) - y_1) \left(\frac{x_2 - x_1}{y_2 - y_1}\right)$$
(5.5)

Cabe mencionar que la ecuación 5.5 se obtiene de la ecuación de la recta, despejando la variable independiente x e igualando la variable dependiente tal que y=sen(x).

- e) **Corregir ángulo de fase**. En el paso b) se evalúa el valor absoluto de sen(x), esto permite limitar la búsqueda del paso c) a solo las primeras 16 muestras de la tabla y acelerar la estimación del ángulo de fase. Sin embargo, esto provoca resultados erróneos para cualquier ángulo fuera del primer cuadrante del plano cartesiano. Por tal motivo, después de estimar el ángulo de fase, se analizan los parámetros de entrada, para determinar el cuadrante en el que realmente se encuentra el fasor, y corregir el ángulo si es necesario.
- f) Asignar resultados. El ángulo de fase corregido es asignado a su respectiva estructura de medición.

La figura 5.22 muestra el diagrama de flujo de la función de Phase\_Angle(), mismo que ilustra el procedimiento que acaba de ser descrito en esta sección.



Figura 5.22 Diagrama de flujo de la función Phase\_Angle().

#### 5.2.5.4. Distorsión Armónica Total

Esta función permite calcular la Distorsión Armónica Total (THD), utilizando el valor eficaz total de la señal bajo análisis y el valor eficaz de la componente fundamental de la misma. El prototipo de esta función es:

#### word THD\_calc(unsigned short Xrms, unsigned short X1)

La función THD\_calc() es bastante sencilla, consta solamente de una condición "if" que verifica que los parámetros de entrada de la función sean distintos de cero y que el valor eficaz total sea mayor que el valor eficaz fundamental. Si esta condición se cumple, utiliza sus parámetros de entrada para implementar la ecuación 3.47, y obtener el THD de la señal bajo análisis.

### 5.2.5.5. Tetraedro de Potencia

En esta función se implementan el resto de las ecuaciones expuestas en la sección 3.4 relacionadas con el cálculo de potencia. Esta función se identifica dentro del programa de mediciones eléctricas por el siguiente prototipo:

#### void POWER\_FFT(short \*Voltage\_Real, short \*Voltage\_Imag, short \*Current\_Real, short \*Current\_Imag, Power\_vec \*Out)

El llamado de la función POWER\_FFT() involucra las direcciones de la parte real y la parte imaginaria del espectro de frecuencia de la señal de voltaje, así como de la señal de corriente de la misma fase, para un total de 4 direcciones. La figura 5.23a muestra un diagrama de flujo simplificado de la función POWER\_FFT(), donde se puede apreciar el orden en que se realizan los cálculos de potencia y en qué momento son invocadas las funciones de valores eficaces, ángulo de fase y THD previamente analizadas. Por otro lado, la tabla 5.14 enlista las variables locales de la función POWER\_FFT(), mientras que la figura 5.23b muestra otro diagrama de flujo que explica en detalle el proceso identificado como "TETRAEDRO DE POTENCIA", ubicado dentro de la figura 5.23a. Vale la pena resaltar que todos los cálculos que realiza la función POWER\_FFT() son implementados utilizando las ecuaciones expuestas en la sección 3.4 de esta tesis.

Variable	Tipo	Descripción y/o finalidad
Voltage_Real	short *	Parámetro de entrada donde se asigna la dirección de la primera localidad de la parte real del espectro de frecuencia de la señal de voltaje.
Voltage_Imag	short *	Misma función que Voltage_Real, pero recibe la dirección de la parte imaginaria de la señal de voltaje.
Current_Real	short *	Parámetro de entrada donde se asigna la dirección de la primera localidad de la parte real del espectro de frecuencia de la señal de corriente.
Current_Imag	short *	Misma función que Current_Real, pero recibe la dirección de la parte imaginaria de la señal de corriente.
i	int	Índice de ciclo.
Vr_ptr	short *	Recibe una copia de la dirección contenida en Voltage_Real para realizar los procesos internos de la función.
Vi_ptr	short *	Recibe una copia de la dirección contenida en Voltage_Imag.
Ir_ptr	short *	Recibe una copia de la dirección contenida en Current_Real.
Ii_ptr	short *	Recibe una copia de la dirección contenida en Current_Imag.
Р	long	Almacena la sumatoria del cálculo de potencia activa.
Q	long	Almacena la sumatoria del cálculo de potencia reactiva.
Aux	long	Utilizada para efectuar cálculos que no se pueden realizar en una sola instrucción.

Tabla 5.14 Variables locales de la función Power\_FFT( ).



Figura 5.23a Diagrama de flujo de la función POWER\_FFT(),



Figura 5.23b Diagrama de flujo del proceso Tetraedro de Potencia de la función POWER\_FFT().

## 5.2.6. Programa de eventos

El programa de eventos está formado por un conjunto de funciones de interrupción que se ejecutan solamente cuando sucede alguna situación en particular. Las diferentes funciones de interrupción se identifican con el sufijo ISR (Interrupt Service Request).

A continuación, se presentan algunos diagramas de flujo y tablas que explican cuando se ejecuta cada función de interrupción y el objetivo de las mismas. El código fuente del programa de eventos, así como del programa principal, puede consultarse en el apéndice G.

## 5.2.6.1. Interrupciones del PDB

A este grupo pertenecen dos funciones vinculadas al Bloque de Retardos Programables (PDB), definidas como PDB\_ISR() y PDB\_ERROR\_ISR(). La primera función es invocada cuando el contador del PDB alcanza el valor programado en el registro PDBIDLY y la segunda cuando se presenta algún error en este periférico.

Como se describe en el apéndice D, el PDB se encarga de enviar pulsos de disparo al ADC para que digitalice las señales de interés con un determinado orden. La interrupción del PDB se configura para que ocurra inmediatamente después de que se ha efectuado una conversión en todos los canales. En otras palabras, se ejecuta cuando las siete conversiones de las siete señales analógicas (una de cada una) están listas y se procede a copiar los registros de resultados del ADC a los buffers de muestras.

La función de interrupción PDB\_ISR() es "el corazón" de todo el programa de mediciones eléctricas, ya que obtiene los buffers de muestras de todas las señales analógicas que registra el MPI. No maneja variables locales, pero modifica diversas variables globales como los nueve buffers de muestras, los índices de muestras "k1" y "k2", el contador de ciclos "cycle\_counter" y la bandera "BUFFER\_READY" como se muestra en la figura 5.24.

Se debe considerar que el hardware del medidor digitaliza las señales de voltaje y corriente en las tres líneas vivas de un sistema trifásico, así como el voltaje en el hilo neutro, para un total de siete señales.

La interrupción PDB\_ISR() permite generar, a partir de estas siete señales, los nueve diferentes buffers de muestras para almacenar momentáneamente las ondas sinusoidales que serán analizadas por el programa de mediciones eléctricas.

La tabla 5.15 muestra la forma en que son calculadas cada una de las muestras de los buffers, considerando el tipo de medición y el hardware utilizado.



Figura 5.24 Diagrama de flujo de la función de interrupción del bloque de retardos programables.

Solo los registros de resultados de las corrientes de línea son copiados directamente al buffer de muestras, mientras que a los buffers de voltaje se les asigna la diferencia entre dos resultados.

Señal	Nombre del buffer	Procedimiento
Corriente en A	Current_A[128]	Copiar el registro ADC3RA
Corriente en B	Current_B[128]	Copiar el registro ADC1RA
Corriente en C	Current_C[128]	Copiar el registro ADC2RA
Voltaje AN	Voltage_A[128]	Copiar el resultado de la operación entre registros ADC3RB - ADC4RA
Voltaje BN	Voltage_B[128]	Copiar el resultado de la operación entre registros ADC1RB - ADC4RA
Voltaje CN	Voltage_C[128]	Copiar el resultado de la operación entre registros ADC2RB - ADC4RA
Voltaje AB	Voltage_AB[128]	Copiar el resultado de la operación entre registros ADC3RB - ADC1RB
Voltaje BC	Voltage_BC[128]	Copiar el resultado de la operación entre registros ADC1RB - ADC2RB
Voltaje CA	Voltage_CA[128]	Copiar el resultado de la operación entre registros ADC2RB - ADC3RB

Tabla 5.15 Buffers de muestras y registros involucrados.

La configuración del PDB permite obtener 64 muestras por ciclo eléctrico, mientras que los buffers de muestras tienen 128 localidades cada uno. Esto indica que cada buffer puede almacenar dos periodos completos de señal sinusoidal. Por tal motivo, el código de la interrupción asigna a la variable BUFFER\_READY, el valor de 1 cuando ha registrado 64 muestras, y el valor de 2 cuando completa 128 muestras.

La variable global BUFFER\_READY es constantemente analizada por el programa principal, para determinar si ya está completa alguna sección del buffer de muestras e iniciar los cálculos de variables eléctricos de dicha sección.

Es posible que el PDB presente errores durante la ejecución del programa. Si esto sucede constantemente, el periférico dejará de funcionar y detendrá todos los procesos de medición. Para evitar esta situación, la función de interrupción **PDB\_error\_ISR()** es llamada cada que se presenta un error en este periférico.

El código programado en esta función, restablece los registros de error de todos los canales del PDB, para que continúe operando aun cuando se presenten errores aislados. Esta función de interrupción no maneja ningún tipo de variable y solamente modifica registros internos del PDB.

## 5.2.6.2. Interrupción del PRACMP2

La función de interrupción asociada al segundo comparador analógico de referencia programable (PRACMP2) del MCU es la identificada como **ZCD\_ISR(**). Esta función es invocada cada vez que el PRACMP2 detecta que el voltaje de la fase A ha cruzado, con una pendiente negativa, por una determinada señal de referencia.

Cuando se presenta este evento, la función salva el valor de las variables de control "k2" y "cycle\_counter", y retiene el valor del contador del PDB, presente en el instante del cruce. El objetivo de este procedimiento es utilizar estos valores para determinar el momento exacto en que el voltaje de la fase A cruza por el nivel de voltaje de la señal de referencia (conectada a la otra terminal del comparador). Se pretende que una función, dentro de la subrutina de mediciones eléctricas, utilice los valores de las variables k2, cycle\_counter y el contador del PDB para determinar la frecuencia del sistema eléctrico.

## 5.2.6.3. Interrupción del IRQ

El pin del MCF51EM256 identificado como IRQ es una entrada rápida de propósito general (RGPIO) que permite invocar una interrupción de alta velocidad no enmascarable. La función vinculada a esta interrupción es identificada con el siguiente prototipo:

## void GPS\_EXT\_ISR\_OnInterrupt(void)

El pin IRQ está conectado físicamente al pin que genera el PPS en el recetor GPS. El PPS es utilizado para sincronizar las mediciones de varios dispositivos con respecto a una misma referencia de tiempo. Dependiendo del PPS, el MPI puede estar en tres diferentes estados de operación, los cuales son: sincronizado, esperando PPS y desincronizado.

Variable/Registro	Finalidad del Restablecimiento
PDBSC_EN=0	Detiene muestreo de todas las señales.
k1=4; k2=0	Reinicia índices de buffers de muestras.
BUFFER_READY=NONE	Restablece bandera de buffer de muestras.
PDBSC_EN=1	Rehabilita muestreos.
PDBSC_SWTRIG=1	Dispara muestreo de señales analógicas.
cycle_counter=0	Reinicia mediciones.
meter_status=SINCRO	Cambia bandera de estado del medidor a sincronizado.
MTIM1SC_TSTP=0	Habilita el temporizador de espera de PPS.
MTIM1SC_TRST=1	Restablece contador del temporizador de espera de PPS.
sec=0	Restablece tiempo de espera de PPS.

Tabla 5.16 Variables globales que modifica la función GPS\_EXT\_ISR().

Cuando se ejecuta la función GPS\_EXT\_ISR(), se modifica el estado del medidor a "sincronizado" y se restablecen todas las variables de control y banderas del programa, Este hecho reinicia todas las mediciones del MPI cuando este se encuentra en estado "Desincronizado" ó "Esperando PPS". La tabla 5.16 muestra las variables globales o registros que son restablecidos y las consecuencias que conlleva esta operación.

#### 5.2.6.4. Interrupción del MTIM1

De acuerdo con los parámetros de configuración mostrados en la sección 5.2.1.6, esta interrupción se ejecuta de forma periódica, cada que el módulo temporizador del MCU registra que ha transcurrido un segundo. Esta función de interrupción se identifica con el siguiente prototipo:

#### void TI1\_OnInterrupt(void)

Su objetivo es modificar el estado del MPI a "Esperando PPS" o "Desincronizado", si no se ha recibido el PPS del receptor GPS, después de tres o cinco segundos respectivamente. El diagrama de flujo de esta función de interrupción se muestra en la figura 5.25.



# 5.2.6.5. Interrupciones del SCI2

El propósito de esta función de interrupción es recibir la información de posición y tiempo que proporciona el receptor GPS. Por medio de la TAS, la segunda interfaz de comunicación serial (SCI2) del MCU está conectada a la interfaz serial del receptor GPS.

Cada puerto SCI maneja por lo menos tres funciones de interrupción y cada una se ejecuta ante diferentes situaciones. Estas funciones son: interrupción por recepción de datos, interrupción por transmisión de datos e interrupción por error en el periférico.

La función vinculada a la interrupción de recepción de datos del SCI2 se identifica en el programa de eventos con el siguiente prototipo:

## void GPS\_OnRxChar(void)

Dentro de la función GPS\_OnRxChar() se implementa el algoritmo mostrado en la figura 5.26 para captar solamente las tramas en protocolo NMEA GPRMC, e ignorar el resto de la información que transmite el receptor GPS a través de su interfaz serial.

Como se puede apreciar en la figura 5.26, dentro de la función GPS\_OnRxChar(), se verifica que no existan errores durante la recepción de datos. Esto permite prescindir del uso de la interrupción por errores en el periférico. Considerando también que no es necesario enviar información desde el MCU hacia el receptor GPS; la interrupción de transmisión de datos del SCI2 tampoco tiene aplicación alguna.

En conclusión, el SCI2 solamente hace uso de la interrupción por recepción de datos, ya que no es necesario transmitir información al receptor GPS y la detección de errores se realiza dentro de la misma función de recepción.

## 5.2.6.6. Interrupciones del SCI3

Las interrupciones del SCI3 son similares a las del SCI2. El puerto SCI3 está conectado al módulo de radiofrecuencia XBee a través de la TAS. El módulo XBee y el MCU mantienen una comunicación bidireccional entre sí, es decir, transmiten y reciben información. Por tal motivo, tanto la función de interrupción por recepción de datos y la interrupción por transmisión son utilizadas. La función de interrupción por recepción de datos del SCI3 se encarga de interpretar los datos que se envían al MPI a través del módulo XBee. Esta función puede identificarse en el programa de eventos con el siguiente prototipo:

## void Xbee\_OnRxChar(void)

Por otro lado, la función de interrupción por transmisión de datos (también del SCI3) se encarga de transmitir datos hacia el módulo XBee. Dicha función se identifica con el prototipo:

#### void Xbee\_OnTxChar(void)

Los diagramas de flujo de las funciones de interrupción del SCI3, identificadas como Xbee\_OnRxChar() y Xbee\_OnTxChar(), se aprecian en las figuras 5.27 y 5.28 respectivamente.





Figura 5.27 Diagrama de flujo de la función Xbee\_OnRxChar().



Figura 5.28 Diagrama de flujo de la función Xbee\_OnTxChar( ).

Al igual que el SCI2, el SCI3 tampoco hace uso de la interrupción por error en el periférico.

### 5.2.7. Funciones de manejo de información

Si bien las funciones descritas hasta el momento permiten evaluar las principales variables eléctricas en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, los valores que obtengan estas funciones aun requieren un cierto procesamiento antes de poder entregar mediciones correctas y humanamente entendibles.

Las muestras que proporciona el ADC se encuentran en formato Q15 y están directamente relacionadas con las características únicas de cada circuito de adecuación. Esta situación genera la necesidad de modificar los valores proporcionados por las funciones de mediciones eléctricas, de tal forma que los resultados sean expresados en números decimales, compensando las variaciones de cada circuito de adecuación.

Por tal motivo, los resultados de las funciones de medición pasan por una etapa de escalamiento, que considera las características del circuito de adecuación. Posteriormente, estos valores deben ser convertidos a formato ASCII para poder ser mostrados en pantalla, o bien, enviados a través de la red ZigBee.

#### 5.2.7.1. Funciones de escalamiento de mediciones

Para expresar correctamente las mediciones previamente analizadas, es necesario determinar factores de escalamiento para cada variable eléctrica. Dichos factores deben modificar el resultado de las funciones de medición, de tal forma que se obtengan los valores reales presentes en los sensores del MPI.

Se propone la siguiente ecuación para escalar las diferentes variables eléctricas:

$$X_E = \frac{X_{SE}}{F} \tag{5.6}$$

Donde:

 $X_{\rm E}$  = valor escalado.  $X_{\rm SE}$  = valor sin escalar. F = factor de escalamiento.

Para determinar los factores de escalamiento de cada variable, considere que los circuitos de adecuación de voltaje y corriente están diseñados para operar a 200  $V_{RMS}$  y 50  $A_{RMS}$  respectivamente. Además, los valores de los buffers de muestras de ambas variables varían en un rango entre –  $(2^{15})$  y  $2^{15}$ . Con esta información, se pueden plantear los siguientes factores de escalamiento ideales:

$$F_V = \frac{2^{15}}{\sqrt{2} \times 200} \tag{5.7}$$

$$F_I = \frac{2^{15}}{\sqrt{2} \times 50}$$
(5.8)

$$F_P = F_V \times F_I = \frac{2^{15}}{\sqrt{2} \times 200} \times \frac{2^{15}}{\sqrt{2} \times 50} = \frac{2^{29}}{10000}$$
(5.9)

Donde:  $F_V$  = factor ideal de escalamiento de voltaje.  $F_I$  = factor ideal de escalamiento de corriente.  $F_P$  = factor ideal de escalamiento de potencia.

Se considera que los factores de escalamiento de potencia y energía son iguales, ya que ambas variables eléctricas se obtienen a partir de la multiplicación de las magnitudes de voltaje y corriente. Por lo tanto:

$$F_E = F_P \tag{5.10}$$

Donde:  $F_E$  = factor ideal de escalamiento de energía.
Dado que no es recomendable utilizar números flotantes en las operaciones que realice el MCU, y para no perder los tres decimales más significativos de cada medición durante el proceso de escalamiento, se modifica la ecuación 5.6 de tal forma que:

$$X_E = \frac{X_{SE}}{F} \times 1000 \tag{5.11}$$

Haciendo un cambio de variable para unificar el factor 1000 con el factor de escalamiento, se obtiene un único factor de ganancia tal que:

$$G = \frac{1000}{F} \tag{5.12}$$

Donde: G = factor de ganancia.

Entonces, la ecuación 5.11 quedaría de la siguiente forma:

$$X_E = X_{SE} \times G \tag{5.13}$$

Considerando esta modificación, los factores de ganancia de voltaje y corriente quedan de la siguiente manera:

$$G_V = \frac{1000}{\sqrt{2 \times 200}} / \frac{2^{15}}{\sqrt{2} \times 200} = 8.6316745750$$
(5.14)

$$G_I = \frac{1000}{\sqrt{\frac{2^{15}}{\sqrt{2} \times 50}}} = 2.1579186437 \tag{5.15}$$

Dado que se pretende expresar la potencia activa y la energía en kW y kW-h respectivamente, los factores de esas variables no son modificados como los de voltaje y corriente. Sin embargo, para seguir la forma de la ecuación 5.13, el factor de escalamiento de potencia se invierte tal que:

$$G_P = G_E = \frac{1}{\frac{2^{29}}{10000}} = 0.0000186264$$
(5.16)

Cabe señalar que los factores de escalamiento aquí planteados son solamente factores ideales, ya que no consideran las variaciones en los componentes de los circuitos de adecuación que provocan discrepancias en las mediciones entre una fase y otra. Los factores de escalamiento reales se determinan haciendo mediciones de prueba y ajustando los respectivos factores de

escalamiento. Este procedimiento es comúnmente conocido como calibración y es parte de los temas que son analizados en el capítulo de pruebas.

Es de esperarse que los factores reales sean ligeramente diferentes a los ideales y que se requiera de una cierta compensación para emular correctamente el comportamiento lineal de los sensores y el algoritmo. También es probable que se requiera más de una escala, es decir, varios valores de ganancia y compensación para los rangos bajos, medios y altos de una misma medición.



Figura 5.29 Diagrama de flujo de la función general de escalamiento.

Tomando en cuenta lo anterior, las funciones de escalamiento cuentan con varios rangos para aplicar diferentes factores de ganancia en función de la magnitud de la variable eléctrica que se analice. Las funciones de escalamiento de voltaje, corriente y potencia son muy similares entre sí, solo se diferencian por los factores que aplican y por los rangos en que estos son asignados; sin embargo, todas tienen la misma estructura.

La figura 5.29 muestra el diagrama de flujo de una función de escalamiento general donde se proponen 4 rangos para una misma medición y cada rango cuenta con su respectivo factor de ganancia. Cabe señalar que estos factores y sus respectivos rangos son determinados en el capítulo de pruebas.

# 5.2.7.2. Función de manejo del LCD

El LCD es el periférico básico de salida, donde el usuario puede visualizar cualquiera de las mediciones que calcula el MPI. La función que controla este periférico está definida dentro del programa principal con el siguiente prototipo:

## void show\_in\_display(eMeter meter\_index, ePhase phase\_index)

La función show\_in\_display se ejecuta dos veces por segundo (cuando la variable cycle\_counter tiene los valores 27 y 57 como se mostró en la tabla 5.6). Las variables globales meter\_index y phase\_index son utilizadas como parámetros de entrada para determinar la medición que el usuario haya solicitado. Por otro lado, el valor de estas variables se modifica cuando se presionan los botones identificados como: SW1, SW2, SW3 y SW4; ubicados en la parte superior derecha de la cara frontal de la tarjeta DEMOEM.

El estado de los botones mencionados es inspeccionado por el programa principal 6 veces por segundo (cuando la variable global cycle\_counter tiene los valores: 6, 13, 20, 36, 43, 50; como se mostró en la tabla 5.6). Los botones SW1 y SW2 modifican la variable meter\_index, mientras que SW3 y SW4 modifican a phase\_index como se muestra en la tabla 5.17. Funcionalmente, SW1 y SW2 cambian la medición que aparece en pantalla, mientras que SW3 y SW4 permiten desplazarse entre las fases A, B y C.

Botón	Acción asociada
SW1	meter_index
SW2	meter_index++
SW3	phase_index
SW4	phase_index++

Tabla 5.17 Interpretación del programa principal ante la activación del algún botón.

El diagrama de flujo de la función show\_in\_display se muestra en la figura 5.30



Figura 5.30 Diagrama de flujo de función show\_in\_display( ).

#### 5.2.7.3. Subrutina de manejo del módulo XBee

La subrutina de manejo del módulo XBee se encarga de preparar e iniciar la transmisión de la información solicitada a través de la red de radio (normalmente alguna medición). Se ejecuta una vez por segundo (cuando cycle\_counter=59) trabajando en conjunto con las funciones de interrupción del periférico SCI3, ya que el módulo XBee se encuentra conectado a dicho puerto.

Como se mencionó en la sección 5.2.6.6, la función de interrupción por recepción de datos Xbee\_OnRxChar() se encarga de identificar los comando que sean recibidos a través del módulo XBee. Dicha función modifica la variable global "command\_identifier", asignándole un valor

numérico, dependiendo del comando que haya recibido. La lista de comandos, su identificador y la respuesta que genera el MPI se exponen en la tabla 5.18.

Identificador de Comando	Comando	Respuesta del MPI		
1	~VFA:	Voltaje eficaz de la fase A (Volts).		
2	~V1A:	Voltaje eficaz de la componente fundamental de la fase A (Volts).		
3	~VAA:	Ángulo de fase de la componente fundamental del voltaje de la fase A (grados).		
4	~IFA:	Corriente eficaz de la fase A (Ampers).		
5	~I1A:	Corriente eficaz de la componente fundamental de la fase A (Ampers).		
6	~IAA:	Ángulo de fase de la componente fundamental de la corriente de fase A (grados).		
7	~EAA:	Energía Activa de la fase A (kW-h).		
8	~PFA:	Potencia Activa de la fase A (kW).		
9	~QFA:	Potencia Reactiva de la fase A (kVAr).		
10	~QDA:	Potencia de Distorsión de la fase A (kVAr).		
11	~QTA:	Potencia reactiva total de la fase A (kVAr).		
12	~CFA:	Potencia compleja de la fase A (kVA).		
13	~SFA:	Potencia Aparente de la fase A (kVA).		
14	~FEA:	Factor de desplazamiento de la fase A.		
15	~FIA:	Factor de distorsión de la fase A (adimensional).		
16	~FPA:	Factor de Potencia de la fase A (adimensional).		
17	~DVA:	Distorsión Armónica Total de la forma de onda de voltaje de la fase A (%).		
18	~DIA:	Distorsión Armónica Total de la forma de onda de corriente de la fase A (%).		
19	~FFA:	Frecuencia de la Fase A (Hz).		
20	~MFA:	Todas las mediciones eléctricas de la fase A.		
21	~SVA:	Muestras en el dominio del tiempo de la forma de voltaje de la fase A (adimensional).		
22	~SIA:	Muestras en el dominio del tiempo de la forma de corriente de la fase A (adimensional).		
23	~AVA:	Espectro de frecuencia forma de onda de voltaje de la fase A (adimensional).		
24	~AIA:	Espectro de frecuencia forma de onda de corriente de la fase A (adimensional).		
25	****	Localidad Libre		
26	****	Localidad Libre		
27	****	Localidad Libre		
28	****	Localidad Libre		
29	****	Localidad Libre		
30	****	Localidad Libre		
31	~VFB:	Voltaje eficaz de la fase B (Volts).		
32	~V1B:	Voltaje eficaz de la componente fundamental de la fase B (Volts).		
33	~VAB:	Ángulo de fase de la componente fundamental del voltaje de la fase B (grados).		
34	~IFB:	Corriente eficaz de la fase B (Ampers).		
35	~I1B:	Corriente eficaz de la componente fundamental de la fase B (Ampers).		

Tabla 5.18 Comandos que soporta el MPI por radio.

Identificador de Comando	Comando	Respuesta del MPI		
36	~IAB:	Ángulo de fase de la componente fundamental de la corriente de fase B (grados).		
37	~EAB:	Energía Activa de la fase B (kW-h).		
38	~PFB:	Potencia Activa de la fase B (kW).		
39	~QFB:	Potencia Reactiva de la fase B (kVAr).		
40	~QDB:	Potencia de Distorsión de la fase B (kVAr).		
41	~QTB:	Potencia reactiva total de la fase B (kVAr).		
42	~CFB:	Potencia compleja de la fase B (kVA).		
43	~SFB:	Potencia Aparente de la fase B (kVA).		
44	~FEB:	Factor de desplazamiento de la fase B (adimensional).		
45	~FIB:	Factor de distorsión de la fase B (adimensional).		
46	~FPB:	Factor de Potencia de la fase B (adimensional).		
47	~DVB:	Distorsión Armónica Total de la forma de onda de voltaje de la fase B (%).		
48	~DIB:	Distorsión Armónica Total de la forma de onda de corriente de la fase B (%)		
49	~FFB:	Frecuencia de la Fase B (Hz).		
50	~MFB:	Mediciones eléctricas de la fase B.		
51	~SVB:	Muestras en el dominio del tiempo de la forma de voltaje de la fase B (adimensional).		
52	~SIB:	Muestras en el dominio del tiempo de la forma de corriente de la fase B (adimensional).		
53	~AVB:	Espectro de frecuencia forma de onda de voltaje de la fase B (adimensional).		
54	~AIB:	Espectro de frecuencia forma de onda de corriente de la fase B (adimensional).		
55	****	Localidad Libre		
56	****	Localidad Libre		
57	****	Localidad Libre		
58	****	Localidad Libre		
59	****	Localidad Libre		
60	****	Localidad Libre		
61	~VFC:	Voltaje eficaz de la fase C (Volts).		
62	~V1C:	Voltaje eficaz de la componente fundamental de la fase C (Volts).		
63	~VAC:	Ángulo de fase de la componente fundamental del voltaje de la fase C (grados).		
64	~IFC:	Corriente eficaz de la fase C (Ampers).		
65	~I1C:	Corriente eficaz de la componente fundamental de la fase C (Ampers).		
66	~IAC:	Ángulo de fase de la componente fundamental de la corriente de fase C (grados).		
67	~EAC:	Energía Activa de la fase C (kW-h).		
68	~PFC:	Potencia Activa de la fase C (kW).		
69	~QFC:	Potencia Reactiva de la fase C (kVAr).		
70	~QDC:	Potencia de Distorsión de la fase C (kVAr).		

Tabla 5.18 Comandos que soporta el MPI por radio(continuación).

Identificador de Comando	Comando	Respuesta del MPI			
71	~QTC:	Potencia reactiva total de la fase C (kVAr).			
72	~CFC:	Potencia compleja de la fase C (kVA).			
73	~SFC:	Potencia Aparente de la fase C (kVA).			
74	~FEC:	Factor de desplazamiento de la fase C (adimensional).			
75	~FIC:	Factor de distorsión de la fase C (adimensional).			
76	~FPC:	Factor de Potencia de la fase C (adimensional).			
77	~DVC:	Distorsión Armónica Total de la forma de onda de voltaje de la fase C (%).			
78	~DIC:	Distorsión Armónica Total de la forma de onda de corriente de la fase C (%).			
79	~FFC:	Frecuencia de la Fase C (Hz).			
80	~MFC:	Mediciones eléctricas de la fase C.			
81	~SVC:	Muestras en el dominio del tiempo de la forma de voltaje de la fase C (adimensional).			
82	~SIC:	Muestras en el dominio del tiempo de la forma de corriente de la fase C (adimensional).			
83	~AVC:	Espectro de frecuencia forma de onda de voltaje de la fase C (adimensional).			
84	~AIC:	Espectro de frecuencia forma de onda de corriente de la fase C (adimensional).			
85	****	Localidad Libre			
86	****	Localidad Libre			
87	****	Localidad Libre			
88	****	Localidad Libre			
89	****	Localidad Libre			
90	****	Localidad Libre			
91	~VTE:	Valores sin escalar de la medición de voltaje calculados con ADT. Fases A, B y C (adimensional).			
92	~VFE:	Valores sin escalar de la medición de voltaje calculados con ADF. Fases A, B y C (adimensional).			
93	~ITE:	Valores sin escalar de la medición de corriente calculados con ADT. Fases A, B y C (adimensional).			
94	~IFE:	Valores sin escalar de la medición de corriente calculados con ADF. Fases A, B y C (adimensional).			
95	~PTE:	Valores sin escalar de la medición de pot. act. calculados con ADT. Fases A, B y C (adimensional).			
96	~PFE:	Valores sin escalar de la medición de pot. act. calculados con ADF. Fases A, B y C. (adimensional).			

Tabla 5.18 Comandos que soporta el MPI por radio(continuación).

La subrutina de manejo del módulo XBee analiza la variable "command\_identifier" para preparar la respuesta a cada comando. Dependiendo del comando recibido, convierte la medición solicitada a formato ASCII, prepara el buffer de datos y envía el primer carácter del mismo. Con esto, la función de interrupción por transmisión de datos Xbee\_OnTxChar() se encarga de enviar automáticamente el resto del buffer sin que el programa principal intervenga en lo absoluto.

## 5.3. Software del Módulo XBee-ZB

Antes de analizar el método de programación del módulo de radiofrecuencia, se debe tener en cuenta que dentro de una red ZigBee existen 3 diferentes tipos de nodos: coordinador, ruteador y dispositivo final. Cada uno de ellos cuenta con características bien definidas, que en conjunto, permiten desplegar redes muy complejas si son utilizados correctamente.

Es importante enfatizar que una red ZigBee solo puede contar con un solo radio coordinador. Si se considera que el Gateway Connect Port X4 cumplirá esta función, al mismo tiempo que se desempeñara como concentrador de datos, entonces el resto de los nodos deberán configurarse como ruteador o dispositivo final.

## 5.3.1. Selección y programación del firmware

El primer paso para armar la red de comunicación consiste en definir los tipos de nodo que se emplearán, así como las funciones que cada uno desempeñará dentro de la red.

El módulo de radiofrecuencia XB24-Z7WIT-004 forma parte del diseño del MPI, por lo tanto, es posible configurar este radio como un nodo ruteador, ya que contará con una fuente de alimentación constante, sin limitaciones en el consumo de energía. Además, esto permitirá agrandar el alcance de la red, añadiendo dispositivos finales que se enlacen al nodo ruteador dentro del MPI. Por el contrario, si el módulo XBee del MPI se configurara como dispositivo final, no podrían enlazarse otros dispositivos a la red, salvo que se conecten directamente al coordinador. Además, los dispositivos locales como sensores o actuadores deben estar contenidos dentro de una red HAN.

El resto de los dispositivos que forman parte de la red ZigBee también son programados como nodos ruteadores, salvo el gateway que funge como coordinador, y el sensor de luz que se desempeña como dispositivo final.

La palabra firmware se refiere al programa que utiliza el módulo de radio para realizar sus funciones, e incluye la estructura del protocolo de comunicación. Dependiendo del protocolo seleccionado, es posible que existan diferentes opciones de firmware.

En el caso de ZigBee, el firmware establece las características de cada radio dentro de la red, es decir, define el tipo de nodo. Esto implica que existe un firmware diferente para el coordinador, otro para el ruteador, y uno más para el dispositivo final. Además, por cada firmware existen dos versiones de cada uno: firmware AT y firmware API.

Todos los radios Xbee se comunican por radio de la misma forma, sin importar si utilizan un firmware API o AT. Sin embargo, si se modifica la forma en que se comunican localmente por su puerto de comunicación serial al utilizar un firmware u otro.

Los radios con firmware API utilizan un formato definido para el envío y recepción de datos en forma local (a través del puerto serial). API (Application Programming Interface) es un conjunto de interfaces estándar, creadas para permitir la interacción entre varios dispositivos [77].

Una API le permite a una aplicación de computadora, solicitar servicios a otra aplicación en una forma estandarizada. Esto quiere decir que cuando un módulo XBee está en modo API, la comunicación con el módulo se realiza de una forma específica con comandos definidos [77].

Por el contrario, el firmware AT permite una comunicación directa con el módulo de radio empleando dos diferentes modos:

- Modo Transparente: conocido así porque el módulo XBee solamente retransmite por radio la información que recibe en su puerto serial. De igual forma, cuando recibe información vía radio, esta se retransmite íntegramente y sin cambio alguno a través del puerto serial [77].
- Modo Comando: permite configurar el módulo de radio a través del puerto serial. Cuando el módulo está en este modo, los datos enviados al puerto serial no son retransmitidos por radio [77].

Considerando las ideas expuestas en esta sección, se seleccionó el firmware ZigBee Router AT. Debido a que el modo AT emplea una comunicación sencilla que permite el desarrollo de un protocolo propietario para el control del MPI desde un punto remoto.

# 5.3.2. Configuración de parámetros de red

Para cargar el firmware seleccionado, primero es necesario establecer una conexión física entre el módulo XBee y la computadora donde se ejecute el programa X-CTU. Para ello, se utiliza la tarjeta de interfaz XBIB-R-DEV que cuenta con un conector RS-232 para la comunicación con la PC, y un conector hembra que recibe temporalmente el módulo Xbee mientras es programado (ver figura 5.31).



Figura 5.31 Tarjeta XBIB-R-DEV recibiendo al módulo Xbee [77].

La conexión se completa empleando un cable adaptador de USB a RS-232 para conectar alguno de los puertos USB de la computadora personal con el conector RS-232 hembra de la tarjeta de interfaz.

Posteriormente, se configuran los parámetros de comunicación serial en la pestaña "PC Settings" del X-CTU y se prueba la comunicación con el botón "Test/Query". Si la comunicación es exitosa, aparecerá un cuadro de dialogo indicándolo.

La configuración de los parámetros de red se realiza en la pestaña "Modem Configuration" donde aparecen tres campos identificados como "Modem", "Function Set" y "Version". En estos campos se seleccionan las siguientes opciones:

- Modem: XB24-ZB
- Function Set: ZigBee Router AT
- Version: 22A0

La información anterior le indica al X-CTU que se va a programar un modem de tipo XB24-ZB con el firmware ZigBee Router AT, versión 22A0. Inmediatamente después de introducir estos datos, aparecerá la lista del resto de los parámetros de la red ZigBee como se aprecia en la figura 5.32.

Modem Parameter Profile Remote Configuration Vers	ions
PC Settings Range Test Terminal Modern Configuration	
Modem Parameter and Firmware Parameter View Profile	Versions
Read Write Restore Clear Screen Save	Download new
Always Update Firmware Show Defaults Load	versions
Modem: XBEE Function Set	Version
XB24-ZB 🔽 ZIGBEE ROUTER AT	▼ 22A0 ▼
⊡ ~ 🔄 Networking	
🔄 (58) ID - PAN ID	
冒 SC - Scan Channels	
🔤 🔚 SD - Scan Duration	=
📮 ZS - ZigBee Stack Profile	
📮 NJ - Node Join Time	
NW - Network Watchdog Timeout	
🗧 (1) JV - Channel Verification	
JN - Join Notification	
UP - Uperating PAN ID	
UI - Uperating 16-bit PAN ID	
<ul> <li>Cri - Operating Channel</li> <li>N.C. Number of Remaining Children</li> </ul>	
Addressing	
SH - Serial Number High	
- SL - Serial Number Low	
MY - 16-bit Network Address	
DH - Destination Address High	
DL - Destination Address Low	
🖿 🖪 NI - Node Identifier	<b>T</b>
Change modem interfacing options	

Figura 5.32 Programación de firmware y parámetros de la red ZigBee.

Cuando no se cuenta con un gateway, o en los casos donde solo se desea implementar una red de radio sin dirección IP, esta lista de parámetros es el único medio para configurar la red ZigBee.

En este caso, la mayor parte de la programación del dispositivo se realiza vía radio desde el gateway, y solo se utiliza el X-CTU para cargar el firmware seleccionado en el módulo, habilitar el parámetro "Channel Verification" y definir un determinado "PAN ID" (que en este caso será el valor arbitrario de 58). Una vez hecho lo anterior, solo resta hacer clic en el botón "Write" para salvar esta configuración, así como el firmware seleccionado en la memoria no volátil del módulo. Los parámetros modificados y mencionados en este párrafo aparecen en la figura 5.32 resaltados en color verde.

# 5.4. Software del concentrador de datos

El Connect Port® X4 es un "Gateway ZigBee-Ethernet". En otras palabras, tiene la capacidad de iniciar, formar y controlar una red ZigBee, así como enlazarse a internet a través de su puerto Ethernet, sirviendo como vinculo entre estas dos redes. Esto permite realizar acciones de consulta y control no solamente en el gateway, sino también en los dispositivos vinculados a la red ZigBee, desempeñándose como concentrador de datos de la misma.

# 5.4.1. Configuración inicial del concentrador

El concentrador requiere de una dirección IP para poder acceder a internet. Esta dirección puede ser obtenida por DHCP (Dynamic Host Configuration Protocol) o bien asignándole una dirección IP fija. Sin embargo, es deseable emplear esta última opción, ya que esta misma dirección es utilizada para dar de alta el gateway en el portal del fabricante, cargar el programa de control del sistema de medición e interactuar con los dispositivos enlazados.

La unidad de informática en Zacatenco amablemente proporcionó dos direcciones IP libres de cualquier restricción. Estas direcciones son accesibles desde el cuarto de sistemas, ubicado en el primer piso del edificio Z4 (donde se instaló el concentrador). Las direcciones IP proporcionadas son:

- $\circ$  148.204.35.16 que fue asignada al gateway.
- 148.204.35.17 que fue asignada a la PC utilizada para configurar el gateway.

El concentrador se configura a través de su puerto Ethernet, empleando una computadora personal que cuente con los programas Digi Device Discovery y Digi ESP<sup>TM</sup> for Python. Los pasos necesarios para configurarlo se describen a continuación:

# a) Configuración de la PC

La PC y el concentrador pueden estar directamente conectados por un cable Ethernet o a través de un conmutador (switch). Antes de poder modificar los parámetros del concentrador, la PC debe ser configurada para utilizar una IP fija, empleando una de las direcciones recién

mencionadas. Dicha configuración es apropiada para tener acceso a la red Ethernet del IPN desde el primer piso del edificio Z4, misma que se muestra en la figura 5.33.

Internet Protocol Version 4 (TCP/IPv4)	Properties ? X					
General						
You can get IP settings assigned automatically if your network supports this capability. Otherwise, you need to ask your network administrator for the appropriate IP settings.						
Obtain an IP address automatica	lly					
O Use the following IP address:						
IP address:	148.204.35.17					
Subnet mask:	Subnet mask: 255 . 255 . 255 . 0					
Default gateway: 148 . 204 . 35 . 254						
Obtain DNS server address autor	matically					
O Use the following DNS server add	dresses:					
Preferred DNS server:	148.204.102.3					
Alternate DNS server:	148.204.103.2					
Advanced						
	OK Cancel					

Figura 5.33 Configuración de red en computadora personal.

#### b) Configuración de parámetros de internet del gateway.

Una vez realizado el paso a), es posible ejecutar el programa Digi Device Discovery para localizar al concentrador dentro de la red local. Si la búsqueda es exitosa, se desplegarán en pantalla los dispositivos encontrados, su dirección IP y su MAC.

Una vez ubicado el dispositivo, en la parte izquierda del programa se habilita un listado de herramientas en forma de hipervínculos. Dentro de la sección "Device Task", se encuentra la instrucción "Configure Network Settings". Este hipervínculo abre una ventana que permite configurar la dirección IP del gateway. La figura 5.34 muestra la interfaz del programa Digi Device Discovery y la ventana de configuración mencionada, donde se ha introducido la dirección IP correspondiente.

Después de salvar la configuración mostrada en la figura 5.34, se puede tener acceso a la interfaz web del concentrador utilizando cualquier navegador de internet y desde cualquier computadora dentro de la red local de Ethernet, tecleando la dirección IP que fue configurada en el paso anterior. O bien, si la red local cuenta con conexión a internet, entonces el gateway será accesible desde fuera de la red local como cualquier página web, solo tecleando la dirección IP.

	IP Address	MAC Address	Name	Device
Device Tasks	2 148.204.35.16	00:40:9D:50:E2:87		ConnectPort X4
Open web interface				
Telnet to command line	(			
Configure network settings	Configure Netw	ork Settings		
Restart device	The network se supports this ca	ttings can be assigned pability. Otherwise, you	automatically if y i need to ask you	our network r network
Other Tasks	administrator for Device:	the appropriate netwo	rk settings. ⊦∵∡4	
Refresh view	MAC Address	00:40:90:50	NE 7.07	
Help and Support	MAC Address	. 00.40.30.30		
	🔘 Obtain ne	twork settings automati	ically	
	<ul> <li>Manually</li> </ul>	configure network setti	ngs	
Details	IP Address:	148.204	. 35 . 16	
ConnectPort X4	Subnet Mas	c 255 . 255	. 255 . 0	
Configured (Static)	Default Gate	way: 148.204	. 35 . 254	
ID address: 148 204 35 16				
Subnet mask: 255.255.255.0				
Default gateway: 148.204.35.254		Save	Cancel	
Serial ports: 1				
Firmware: 82001536_J1				

Figura 5.34 Configuración de la dirección IP del Gateway a través de Digi Device Discovery.

Por último, es necesario configurar el servidor DNS primario y secundario a través de la interfaz web del concentrador. Al teclear la dirección IP del concentrador (recién configurada) en cualquier navegador de internet, se despliega la página de inicio de la interfaz web. En la parte izquierda de pantalla, se encuentra un listado de hipervínculos. Haciendo clic en "Network", se despliegan todos los parámetros de configuración para la conexión a internet, entre los cuales se encuentra: "Advanced Network Settings". Al hacer clic en este último, aparecerán los campos identificados como "Static Primary DNS" y "Static Secundary DNS" donde se requiere declarar las direcciones IP 148.204.102.3 y 148.204.103.2 respetivamente (ver figura 5.35).

Digi	ConnectPort X4 Configuration and Management	_			
	•	ielp			
Home	Network Configuration				
Configuration	Ethernet IP Settings				
Network XBee Network	DHCP Server Settings				
Serial Ports	Network Services Settings				
Alarms	Dynamic DNS Update Settings				
System	DP Filtering Settings				
Users	PF Forwarding Settings				
Position	Socket Tunnel Settings				
Applications	Virtual Private Network (VPN) Settings				
Python RealPort	Host List Settings				
Industrial Automation	▼ Advanced Network Settings				
Management	The following settings are advanced settings used to fine tune the network connection and network interfaces. The default settings will typically work in most situations.				
Senal Ports Connections	IP Settings	d			
Event Logging Network Services	Host Name:	1			
Administration File Management X.509 Certificate/Key	Static Primary DNS: 148.204.102.3 Static Secondary DNS: 148.204.103.2				
Management Backup/Restore					
Update Firmware	Static A				
Factory Default Settings System Information	UKS Phonity: Ethernet -				

Figura 5.35 Configuración de servidor DNS.

### c) Configuración de parámetros de la Red ZigBee

Para enlazar al concentrador, los diferentes módulos XBee que integrarán la red, es necesario definir un mismo Identificador de Red de Área Personal (PAN ID) en todos los dispositivos. Arbitrariamente, se seleccionó el siguiente valor como identificador de la red:

#### PAN ID = 58

El PAN ID puede ser configurado accediendo en la interfaz web del concentrador, en el hipervínculo ubicado en la parte superior izquierda de la pantalla denominado "XBee Network". Al dar clic sobre este enlace, aparece una pantalla similar a la mostrada en la figura 5.36.

En un principio, el único dispositivo dentro de la red de radio es el coordinador (el mismo concentrador); sin embargo, una vez que se configure el PAN ID, el concentrador automáticamente descubre todos los dispositivos que cuenten con el mismo identificador de red y los enlistará en pantalla como también se aprecia en la figura 5.36.



Figura 5.36 Listado de dispositivos ZigBee enlazados al concentrador.

Con este último paso, se puede tener acceso a los parámetros de configuración de red de cada dispositivo desde la interfaz web del concentrador, por lo que ya no es necesario utilizar el programa X-CTU. A partir de este punto, toda la configuración de los dispositivos se realiza en forma inalámbrica y a través del concentrador de datos. Basta con hacer clic en la dirección de red o en la dirección extendida de cualquier dispositivo de la lista de mostrada en la figura 5.36 para visualizar o modificar sus respectivos parámetros. Por ejemplo, la figura 5.37 muestra la configuración del Smart Plug desde la interfaz web del concentrador.

Home	XBee Configuration		Return to Network View 😝 Previous	Next 😔
Configuration Network XBee Network Serial Ports Camera Alarms Sustem	Extended Address: 00:13:a2: Product Type: Smart Plug Firmware Version: 0x2264 • Basic Settings	10:40:6b:65:18!		
iDigi Users Position	Basic Radio Settings Extended PAN ID (ID):	0x000000000000058 8 hex bytes		
Applications Python RealPort Industrial Automation	Node Identifier (NI):	Setting to 0 allows a random extended PAN ID to be used. Note: Changing the PAN ID may make this node inaccessible.		
Management Serial Ports Connections Event Longing	Discover Timeout (NT): Scan Channels (SC): Scan Duration (SD):	0U         x 100 msec (32-255)           0x1ffe         hex (0x3fff=all channels)           3         (0-7)		
Network Services	Advanced Radio Settings			
File Management X.509 Certificate/Key Management Backup/Restore Update Firmware	Broadcast Hops (BH): RSSI PWM (P0): RSSI Timer (RP):	200 seconds (0-255, 255=always)     0 (0-32, 0=maximum)     ✓ Enable RSSI PWM     40 tenths of second (0-255)		
Factory Default Settings System Information Reboot	Associate LED (D5): Serial Interface Settings	LED Blinks When Associated		
Logout	Baud Rate (BD):	9600 💌		

Figura 5.37 Parámetros de configuración del Smart Plug.

### 5.4.2. Programación del concentrador y dispositivos ZigBee

Hasta el momento, la configuración efectuada al gateway X4 (concentrador) hace posible utilizarlo dentro de la red del IPN, es accesible desde internet con su dirección IP y es posible consultar y modificar la configuración de los dispositivos ZigBee enlazados. No obstante, aun es necesario programar, en el concentrador, las funciones que debe desempeñar y las actividades que realizarán los dispositivos enlazados por radio. Para llevar a cabo esta programación, se hace uso del paquete "Digi ESP<sup>TM</sup> for Python".

Digi ESP<sup>TM</sup> es un ambiente de desarrollo basado en Eclipse que permite crear software para una amplia gama de aplicaciones y productos. Proporciona un ambiente gráfico que permite integrar el hardware, software y los servicios de comunicación que proporciona Digi® en una sola aplicación para agilizar todo el proceso de diseño.

El primer paso para programar el concentrador es establecer una conexión por puerto Ethernet entre la computadora donde se ejecuta Digi  $ESP^{TM}$  y el concentrador que se desea programar, además de energizar todos los dispositivos que formarán parte de la red.

Posteriormente es necesario crear un proyecto de tipo "iDigi dia", declarar la dirección IP del concentrador que será programado y los parámetros de configuración de los dispositivos Xbee del proyecto que aparecen en la tabla 5.19. En [78] se describe el procedimiento a seguir para realizar las actividades mencionadas en este párrafo con la información proporcionada en la tabla 5.19.

Dispositivo	Controlador en Digi ESP™	МАС	
Módulo Xbee en Medidor Prototipo 1	Xbee Serial Terminal	00:13:a2:00:40:86:67:2b	
Contacto inteligente	Xbee Smart Plug	00:13:a2:00:40:6b:65:18	
Sensor de luz y temperatura	Xbee Sensor	00:13:a2:00:40:6f:b4:f5	
Xstick	Xbee Serial Terminal	00:13:a2:00:40:67:3a:83	

Tabla 5.19 Configuración de Concentrador X4 y módulos de radio.

Con lo anterior, Digi ESP<sup>TM</sup> cuenta con toda la información necesaria para generar el código fuente en Python para el concentrador, así como la configuración apropiada para los dispositivos Xbee. Para iniciar la compilación y descargar el programa al concentrador, se selecciona la opción dentro del menú Run ubicada en:

### Run > Run as > 2 Remote iDigi Dia

El concentrador será programado a través del puerto Ethernet, mientras que todos los módulos XBee serán también configurados al mismo tiempo, pero vía radiofrecuencia, desde el concentrador. En otras palabras, toda la red será programa al mismo tiempo y desde un mismo punto.

Los proyectos desarrollados en Digi ESP<sup>TM</sup> agregan otra interfaz web a la ya existente en el concentrador, la cual aparece en pantalla, inmediatamente después de cargar el programa. Una vez hecho esto, esta misma interfaz puede ser consultada a través de internet en la dirección:

#### http://148.204.35.16/idigi\_dia.html

La nueva interfaz permite controlar y consultar diferentes funciones de los módulos XBee dependiendo del tipo de controlador que fue declarado como se muestra en la figura 5.38.

El controlador "XBee Serial Terminal" permite enviar y recibir cadenas de caracteres a través de la interfaz web, lo que hace posible transmitir comandos al MPI y recibir su respuesta.

El controlador "XBee Smart Plug" permite interactuar con el hardware del contacto inteligente para visualizar mediciones de corriente, iluminación y temperatura ambiental. Así mismo, es posible controlar un relevador interno de este mismo dispositivo desde la interfaz web, para encender o apagar la carga conectada al contacto inteligente. De forma similar, el controlador "XBee Sensor" permite visualizar mediciones de iluminación y temperatura ambiente del lugar donde se localice el sensor.

La topología de la red de comunicación implementada, los dispositivos que la integran y el protocolo utilizado entre los diferentes dispositivos fueron mostrados gráficamente en la figura 1.1 del primer capítulo de esta tesis.

En resumen, la aplicación propuesta permite establecer una comunicación bidireccional con cualquier elemento conectado a la red y realizar acciones de control y supervisión a distancia. Además es capaz de recopilar información de diferentes dispositivos de medición, concentrarla y reenviarla a una ubicación remota.

Neb Con	figuration				
Manage c	hannels				
Apply	Channel	Timestamp	Value	Units	
Local_Hos	st				
	read	2013-04-30 09:44:05	PC HOST HERE !!!		
	write	None			
Smart_Me	eter				
	read	2013-04-30 10:08:24	SMART METER 001 HERE!!!		
	write	None			
rpm0					
	current	2013-04-30 10:09:44	0	А	
	light	2013-04-30 10:09:44	63	brightness	
	power_on	2013-04-30 09:44:49	Off		
	temperature	2013-04-30 10:09:44	24.83	С	
sensor0					
	light	2013-04-30 10:09:43	102	brightness	
	low_battery	None	false		
	temperature	2013-04-30 10:09:42	24.49	С	
Apply Cha	nges			Refresh All	

Figura 5.38 Interfaz de gestión de red de dispositivos.

# Capítulo 6 Pruebas al Sistema de Medición

#### 6.1. Introducción

Las pruebas que se describen en este capítulo se enfocan principalmente en analizar las capacidades y características del MPI. Dado que los sistemas de comunicación utilizados son productos comerciales con especificaciones claramente definidas por el fabricante, estas no son verificadas. Por el contrario, las pruebas del MPI involucran la descripción del procedimiento de calibración del dispositivo y las pruebas de exactitud de las mediciones que realiza.

La calibración del MPI radica en determinar los factores de escalamiento apropiados para las diferentes variables eléctricas que analiza el dispositivo. Dicha calibración se realiza analizando los resultados de los algoritmos de medición sin escalar para garantizar que los factores que se obtengan consideren el hardware y el software involucrado.

Se utiliza una fuente doble® Power System Simulator F2251 como generador de señales del MPI para obtener las lecturas sin escalar y estimar el comportamiento de cada medición. Esto permite determinar los factores de escalamiento empleando regresión lineal con las lecturas obtenidas.

#### 6.2. Calibración de desfasamiento de señal de corriente debido al TC

El desfasamiento de la onda de corriente provocado por el uso de transformadores de instrumento como sensor de corriente es compensado modificando el valor inicial del índice del buffer de corriente  $k_1$  (vea sección 5.2.6.1) y ajustando el retardo en el disparo de las conversiones de estas señales (vea sección 5.2.1.2). Se puede decir que el ajuste de la variable  $k_1$  es el ajuste burdo de la calibración, mientras que el ajuste fino se realiza modificando los retardos de disparo.

Las variables  $k_1$  y  $k_2$  son utilizadas por el programa de eventos como índices de los buffers de corriente y voltaje respectivamente. Originalmente, estas variables tienen un valor inicial de cero, lo que ocasiona que la interrupción PDB\_ISR() coloque las muestras de corriente y voltaje de un mismo instante en la misma posición de su respectivo buffer de muestras (localidades 0-0, 1-1, 2-2, etc.).

Por el contrario, suponiendo que el valor inicial de estas variables fuera  $k_1=10$  y  $k_2=0$ , entonces las muestras de un mismo instante serían salvadas en diferentes posiciones (10-0, 11-1, 12-2, etc.). Esta simple modificación permite compensar desfasamientos constantes en alguna de las señales. Las formas de onda que procesa el ADC siguen siendo las mismas, pero al asignar las muestras en diferentes posiciones se puede mover la digitalización de la señal y compensar un posible desfasamiento. Para adelantar la señal de corriente y compensar el atraso provocado por el TC se utiliza la siguiente expresión:

$$\Delta k = k_1 - k_2 = \frac{\theta}{360/N}$$
(6.1)

Donde

 $k_1$ = índice del buffer de corriente.  $k_2$ = índice del buffer de voltaje.  $\theta$  = ángulo de desfasamiento. N = número de muestras en un ciclo.

Solo es posible programar números enteros en las variables  $k_1$  y  $k_2$ ; cada unidad de diferencia entre estas variables provoca un desfasamiento de 5.625 grados (360 grados / 64 muestras en un ciclo). Esta situación hace imposible un ajuste preciso solamente modificando estos índices.

Para complementar el ajuste anterior, también es necesario modificar el retardo de disparo de las conversiones de corriente. Considerando que el retardo en las señales de voltaje es de 1 (vea sección 5.2.1.2), cualquier valor declarado en el retardo de las señales de corriente que sea distinto de cero, provocará un desfasamiento entre 0 y 5.625 grados. Estos retardos se contabilizan en oscilaciones del ICS del MCU (ticks) y puede tener un valor máximo de 6554

(mismo que PDBMOD). Esto permite ajustar el desfasamiento entre las señales de voltaje y corriente con una precisión de 0.000858 grados (5.625/6554).

Estos dos métodos, deben ser utilizados en conjunto ya que la modificación en los índices k no permite realizar ajustes finos, mientras que el ajuste en los retardos de disparo no puede compensar desfasamientos mayores a una muestra.

Considerando todo lo anterior, el procedimiento de calibración se divide en dos partes: calibración burda y calibración fina. Dichos procedimiento se describen a continuación.

### • Calibración burda. Ajuste de los índices k<sub>1</sub> y k<sub>2</sub>.

- 1. Se conectan las salidas de voltaje de la fuente patrón a las tres entradas de voltaje del MPI, y el cable de salida de corriente de la fuente se hace pasar por los tres transformadores de corriente del mismo.
- 2. Se enciende la fuente patrón y se genera un voltaje de  $120 \angle 0^{\circ}$  Volts y una corriente de  $17 \angle 0^{\circ}$  Ampers.
- 3. Utilizando un osciloscopio digital, se miden las señales de voltaje y corriente con respecto a tierra, después de pasar por su respectivo circuito de adecuación. La señal de voltaje de la fase A se puede observar en el pin 25 del J1 de la tarjeta DEMOEM, mientras que la señal de corriente, también de la fase A, en el pin 29 como se muestra en la figura 6.1 (pines 27 y 31 para la fase B; 22 y 33 para la fase C).



Figura 6.1 Calibración del desfasamiento de señal de corriente en la fase A.

4. El paso anterior permite observar el desfasamiento de las ondas de voltaje y corriente como se aprecia en la figura 6.2. Ahora es necesario modificar el ángulo de fase de la

señal de corriente en la fuente patrón, hasta que ambas señales estén lo más cerca posible (casi en fase), pero sin que la señal de corriente adelante a la señal de voltaje. Finalmente, tomar nota del nuevo ángulo de corriente que genera la fuente patrón.



Figura 6.2 Desfasamiento entre señales de voltaje (azul) y corriente (celeste) debido al TC.

- 5. El ángulo de desfasamiento obtenido en el paso anterior se sustituye en la ecuación 6.1 para obtener el nuevo valor inicial de  $k_1$ , siendo  $k_2 = 0$  y N = 64.
- 6. Se repiten los pasos 3, 4 y 5 para calibrar las fases B y C.

#### • Calibración fina. Ajuste de retardo en disparo de conversiones de corriente.

- Se selecciona nuevamente un voltaje de 120∠0° Volts y una corriente de 17∠0° Ampers en la fuente patrón.
- Se verifica la medición de factor de potencia en el LCD. Si el ajuste de la variable k<sub>1</sub> durante la calibración burda fue adecuado, el valor del factor de potencia debería ser cercano a 1. (En caso contrario, verifique el ajuste burdo).
- 3. Reprograme el respectivo retardo de disparo de las conversiones de corriente hasta lograr un factor de potencia unitario en cada una de las fases (vea sección 5.2.1.2).

Si se usan transformadores iguales en los tres circuitos de adecuación de corriente, es muy probable que los resultados de la calibración burda sean iguales, mas no así para la calibración fina. Siguiendo el procedimiento anterior, se obtuvieron los siguientes valores:

- $\circ \quad \Delta k = 4, \text{ entonces } k_1 = 4 \text{ y } k_2 = 0.$
- Retardo de la conversión de voltaje de la fase A = 1 tick (el mínimo posible).
- $\circ$  Retardo de la conversión de corriente de la fase A = 2030 ticks.
- Retardo de la conversión de voltaje de la fase B = 1 tick (el mínimo posible).

- $\circ$  Retardo de la conversión de corriente de la fase B = 2180 ticks.
- $\circ$  Retardo de la conversión de voltaje de la fase C = 1 tick (el mínimo posible).
- $\circ$  Retardo de la conversión de corriente de la fase C = 2150 ticks.

La información anterior indica que los desfasamientos que produce cada TC en las señales de corriente son:

$$D_A = \left[ (4 \times 5.625) + \left( 2030 \times \frac{5.625}{6554} \right) \right] = 24.24225663^\circ$$
$$D_B = \left[ (4 \times 5.625) + \left( 2180 \times \frac{5.625}{6554} \right) \right] = 24.37099481^\circ$$
$$D_C = \left[ (4 \times 5.625) + \left( 2150 \times \frac{5.625}{6554} \right) \right] = 24.34524717^\circ$$

Para verificar la calibración del desfasamiento de la señal de corriente, se realizan mediciones de factor de potencia en las tres fases y en los cuatro cuadrantes del plano PQ como se muestran en la tabla 6.1. Se consideró como calibración correcta si el error absoluto es de +/- 0.001 en las mediciones mencionadas.

	Valor medido en cada fase			Er	ror Absolu	ito
fp Real	fp A	fp B	fp C	fp A	fp B	fp C
1	1	1	1	0	0	0
0.7071	0.7077	0.7071	0.7073	-0.0006	0	-0.0002
0	0.0007	0.0002	0.0003	-0.0007	-0.0002	-0.0003
-0.7071	-0.7064	-0.7069	-0.7066	-0.0007	-0.0002	-0.0005
-1	-1	-1	-1	0	0	0
-0.7071	-0.7072	-0.707	-0.7074	0.0001	-1E-04	0.0003
0	-0.0003	0.0004	-0.0003	0.0003	-0.0004	0.0003
0.7071	0.7067	0.7074	0.7068	0.0004	-0.0003	0.0003

Tabla 6.1 Resultados de medición de factor de potencia en fase A, B y C.

#### 6.3. Escalamiento de Mediciones

El escalamiento de las mediciones se realiza analizando los valores sin escalar que arrojan los algoritmos de medición para determinar la ecuación de la recta que mejor aproxime su comportamiento. Se presentan las lecturas sin escalar del voltaje eficaz, la corriente eficaz y la potencia activa de las fases A, B y C, obtenidas empleando los algoritmos en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. Estas lecturas se utilizaron para aplicar el método de mínimos cuadrados y estimar la ecuación de la recta de regresión lineal tal que:

$$\hat{y} = \beta_0 + \beta_1 x \tag{6.2}$$

Donde el estimador  $\beta_0$  se define como:

$$\beta_0 = \bar{y} - \beta_1 \bar{x} \tag{6.3}$$

Mientras que el estimador  $\beta_1$  está dado por la expresión:

$$\beta_1 = \frac{S_{xy}}{S_{xx}} \tag{6.4}$$

Donde:

$$S_{xy} = \sum_{i=1}^{n} x_i y_i - \frac{(\sum_{i=1}^{n} x_i)(\sum_{i=1}^{n} y_i)}{n}$$
(6.5)

$$S_{xx} = \sum_{i=1}^{n} x_i^2 - \frac{(\sum_{i=1}^{n} x_i)^2}{n}$$
(6.6)

Se consideró como variable independiente (x) a los valores que arrojaron los algoritmos de medición, mientras que el valor real de cada medición se tomó como variable dependiente (y).

Una forma de medir la fuerza de la relación entre la variable dependiente y la variable de independiente es calcular el *coeficiente de determinación* que muestra la proporción de la variación total que es explicada por la regresión [79]. Este coeficiente esta dado por:

$$R^2 = \left(\frac{S_{xx}}{\sqrt{S_{xx}S_{yy}}}\right)^2 \tag{6.7}$$

Donde:

$$S_{yy} = \sum_{i=1}^{n} y_i^2 - \frac{(\sum_{i=1}^{n} y_i)^2}{n}$$
(6.8)

En el caso del voltaje y corriente eficaz, la variable dependiente está multiplicada por un factor de 1000 para obtener estimadores que eviten perder los decimales más significativos durante el proceso de escalamiento, ya que no es recomendable utilizan números flotantes en el MCU.

### 6.3.1. Escalamiento de voltaje eficaz

El escalamiento de esta variable eléctrica se realiza comparando las lecturas sin escalar que arrojan los algoritmos de medición en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia contra el valor de voltaje eficaz real aplicado en las terminales del MPI. Además, se utilizan tres diferentes escalas identificadas como baja, media y alta para obtener tres diferentes ecuaciones de regresión lineal que describan con mayor exactitud el comportamiento de la escala completa. La parte baja de la escala fue definida entre 0 y 10 Volts, la parte media entre 10 y 100 Volts, mientras que la parte alta entre 100 y 200 Volts.

#### • Voltaje eficaz con ADT

La tabla 6.2 muestra el voltaje aplicado en las terminales del medidor en la columna identificada como Voltaje Real. También aparecen las lecturas de voltaje eficaz sin escalar de cada fase y obtenidas con ADT. Las lecturas en la columna marcada como "Lectura Deseada" son mil veces el voltaje real para considerar el factor mencionado en la sección 5.3.7 y evitar el uso de números decimales en los cálculos del MCU.

Voltaje	Lect	uras sin eso	calar	Lastura	Voltaje	Lect	uras sin eso	calar	Lootuno
Real (Volts)	Fase A	Fase B	Fase C	Deseada	Real (Volts)	Fase A	Fase B	Fase C	Deseada
0	331	21	23	0	60	6348	6358	6362	60000
0.5	340	56	52	500	65	6868	6894	6898	65000
1	345	118	106	1000	70	7399	7411	7417	70000
1.5	364	165	169	1500	75	7927	7951	7954	75000
2	376	217	218	2000	80	8444	8475	8478	80000
2.5	405	269	274	2500	85	8992	8999	9005	85000
3	471	321	319	3000	90	9518	9522	9527	90000
3.5	490	383	386	3500	95	10041	10047	10047	95000
4	509	431	430	4000	100	10549	10574	10582	100000
4.5	575	494	497	4500	105	11071	11102	11108	105000
5	651	528	526	5000	110	11602	11640	11649	110000
5.5	695	589	588	5500	115	12134	12162	12172	115000
6	695	644	644	6000	120	12658	12688	12701	120000
6.5	751	699	699	6500	125	13184	13218	13227	125000
7	802	756	759	7000	130	13708	13745	13754	130000
7.5	857	807	810	7500	135	14237	14261	14265	135000
8	892	852	850	8000	140	14757	14799	14807	140000
8.5	953	910	915	8500	145	15279	15309	15311	145000
9	1008	955	960	9000	150	15816	15844	15867	150000
9.5	1051	1017	1024	9500	155	16340	16377	16389	155000
10	1102	1075	1076	10000	160	16855	16905	16908	160000
15	1598	1597	1596	15000	165	17383	17433	17445	165000
20	2127	2124	2128	20000	170	17903	17954	17969	170000
25	2655	2656	2659	25000	175	18426	18481	18483	175000
30	3191	3186	3185	30000	180	18966	19008	19023	180000
35	3715	3709	3713	35000	185	19492	19530	19542	185000
40	4254	4233	4240	40000	190	20010	20053	20061	190000
45	4759	4784	4789	45000	195	20533	20592	20602	195000
50	5297	5288	5289	50000	200	21062	21111	21125	200000
55	5809	5823	5828	55000					

Tabla 6.2 Lecturas de voltaje eficaz sin escalar calculadas con ADT.

La figura 6.3 muestra tres diferentes gráficas, una para cada escala de voltaje (baja, media y alta). En cada una de estas, se aprecian las lecturas de voltaje eficaz sin escalar de las fases A, B y C; graficadas contra la lectura deseada. También se presentan los estimadores  $\beta_0$  y  $\beta_1$  y el coeficiente de determinación lineal  $R^2$  para cada escala.

Por otro lado, la tabla 6.3 muestra el concentrado de todos los estimadores y coeficientes de determinación lineal obtenidos para la medición de voltaje eficaz utilizando ADT.





	Escalas	$\beta_0$	$\beta_1$	$\mathbf{R}^2$		
Fase A	0-10 V	-2,791.72811750	11.97586844	0.97956383		
	10-100 V	- 269.59815016	9.49537823	0.99998993		
	100-200 V	- 423.77430320	9.51575998	0.99999762		
_	0-10 V	-78.14333619	9.43141506	0.99970550		
Fase B	10-100 V	- 137.30073096	9.46298045	0.99999465		
D	100-200 V	- 447.73295084	9.49379599	0.99999756		
-	0-10 V	-58.90136763	9.38074426	0.99952439		
Fase C	10-100 V	- 150.50124444	9.45952104	0.99999418		
	100-200 V	- 492.37661953	9.49079525	0.99999456		

Tabla 6.3 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de voltaje eficaz con ADT.

# • Voltaje eficaz con ADF

De forma similar, la tabla 6.4 muestra el voltaje aplicado en las terminales del medidor, las lecturas de voltaje eficaz sin escalar obtenidas con ADF y la lectura deseada (mil veces el voltaje real).

Voltaje	Lect	uras sin es	calar	Looturo	Voltaje	Lect	uras sin es	calar	Lecture
Real (Volts)	Fase A	Fase B	Fase C	Deseada	Real (Volts)	Fase A	Fase B	Fase C	Deseada
0	35	17	15	0	60	6336	6361	6368	60000
0.5	55	57	48	500	65	6859	6888	6888	65000
1	110	113	113	1000	70	7385	7407	7419	70000
1.5	173	159	164	1500	75	7907	7948	7951	75000
2	210	221	223	2000	80	8443	8471	8469	80000
2.5	247	264	273	2500	85	8971	9005	9004	85000
3	328	324	324	3000	90	9494	9514	9518	90000
3.5	380	365	362	3500	95	10018	10053	10063	95000
4	435	421	428	4000	100	10549	10574	10582	100000
4.5	485	465	476	4500	105	11069	11106	11113	105000
5	536	533	531	5000	110	11592	11633	11634	110000
5.5	588	589	584	5500	115	12114	12157	12157	115000
6	627	646	651	6000	120	12633	12678	12682	120000
6.5	673	700	697	6500	125	13163	13208	13214	125000
7	729	754	752	7000	130	13694	13726	13732	130000
7.5	793	801	801	7500	135	14218	14255	14260	135000
8	837	857	857	8000	140	14734	14772	14773	140000
8.5	902	906	905	8500	145	15270	15293	15306	145000
9	935	962	962	9000	150	15792	15822	15833	150000
9.5	1003	1012	1014	9500	155	16320	16353	16362	155000
10	1059	1075	1080	10000	160	16830	16881	16893	160000
15	1562	1587	1583	15000	165	17359	17411	17417	165000
20	2103	2104	2106	20000	170	17883	17933	17943	170000
25	2646	2644	2651	25000	175	18417	18450	18460	175000
30	3178	3179	3181	30000	180	18928	18980	18991	180000
35	3702	3704	3709	35000	185	19498	19502	19514	185000
40	4223	4234	4242	40000	190	19980	20014	20024	190000
45	4765	4761	4766	45000	195	20509	20546	20558	195000
50	5281	5283	5288	50000	200	21016	21076	21091	200000
55	5817	5818	5825	55000					

Tabla 6.4 Lecturas de voltaje eficaz sin escalar calculadas con ADF.

La figura 6.4 muestra tres diferentes gráficas, una para cada escala de voltaje (baja, media y alta). En cada una de estas, se aprecian las lecturas de voltaje eficaz sin escalar de las fases A, B y C graficadas contra la lectura deseada. También se presentan los estimadores  $\beta_0$  y  $\beta_1$  y el coeficiente de determinación lineal R<sup>2</sup> para cada escala.

Por otro lado, la tabla 6.5 muestra el concentrado de todos los estimadores y coeficientes de determinación lineal obtenidos para la medición de voltaje eficaz utilizando ADF.





	Escalas	β <sub>0</sub>	β1	$\mathbf{R}^2$
	0-10	- 69.27925415	9.57613627	0.99900942
Fase A	10-100	- 34.97473953	9.48035794	0.99999148
	100-200	- 506.04672854	9.53236435	0.99998959
	0-10	12.32849955	9.33695339	0.99961095
Fase B	10-100	- 21.79124897	9.45135190	0.99999283
	100-200	- 813.01410874	9.52875800	0.99999736
	0-10	- 18.64499112	9.36449539	0.99963524
Fase C	10-100	- 48.26935796	9.44880993	0.99999242
	100-200	- 751.62772226	9.52003880	0.99999724

Tabla 6.5 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de voltaje eficaz con ADF.

#### • Observaciones sobre escalamiento de voltaje eficaz

A partir de las lecturas mostradas en la tabla 6.2, se calcularon los parámetros de regresión lineal para la medición de voltaje eficaz en el dominio del tiempo. De forma similar, empleando los valores mostrados en la tabla 6.4 se determinaron los parámetros para esta misma medición, pero en el dominio de la frecuencia.

Las tablas 6.3 y 6.5 concentran los parámetros de regresión lineal de todas las escalas de la medición de voltaje eficaz para cada algoritmo (ADT y ADF). Analizando dichas tablas, es posible afirmar que el comportamiento del estimador  $\beta_0$  fue aleatorio en las diferentes escalas de ambos algoritmos, pero el estimador  $\beta_1$  y el coeficiente  $R^2$  fueron repetitivos en casi todos los casos.

El estimador  $\beta_1$  presentó valores en un rango entre 9.3 <  $\beta_1$  < 9.6 y el coeficiente R<sup>2</sup> se mantuvo en un rango de 0.999 < R<sup>2</sup> < 1 para todas las escalas de las tres fases, salvo la escala de 0-10 Volts de la fase A calculada con ADT. Esto puede apreciarse gráficamente en la figura 6.3 donde las lecturas de las diferentes fases son consistentes entre sí, excepto las de la fase A en la escala ya mencionada.

Esta situación se debe a que el circuito de adecuación de voltaje de esta fase es el único que está conectado al periférico PRACMP2 del MCU. Esta situación interfiere con la medición, ya que dicho periférico introduce un cierto voltaje de corriente directa que desplaza las lecturas obtenidas con ADT a un valor mayor.

Por el contrario, las lecturas obtenidas con ADF no presentan este problema, debido a que estos algoritmos filtran la componente de corriente directa del espectro de frecuencia, permitiendo filtrar la interferencia producida por el PRACMP2. Esto puede verificarse en la figura 6.4 donde las lecturas de todas las fases son similares, al grado que se empalman entre sí en las tres diferentes escalas.

#### 6.3.2. Escalamiento de corriente eficaz

Al igual que el escalamiento de voltaje, se utilizan lecturas de corriente eficaz sin escalar calculadas con ADT y ADF, para obtener los respectivos estimadores  $\beta_0$  y  $\beta_1$  por el método de mínimos cuadrados. A diferencia del voltaje, que normalmente se mantiene en la parte alta de su escala; en el caso de la corriente es común que existan valores de corriente cercanos a cero o incluso de plena escala. Por tal motivo, la medición de corriente fue dividida en cuatro escalas con, por lo menos, diez lecturas en cada una. Las escalas propuestas y sus rangos de operación son: escala extremadamente baja (0 – 0.1 A<sub>RMS</sub>), escala baja (0.1 – 1 A<sub>RMS</sub>), escala media (1 – 10) A<sub>RMS</sub>) y escala alta (10 – 50 A<sub>RMS</sub>).

#### • Corriente eficaz con ADT

La tabla 6.6 muestra la corriente eficaz que se hizo circular por los tres transformadores del MPI. También aparecen las lecturas de corriente eficaz sin escalar obtenidas con ADT y las lecturas deseadas para cada valor de corriente. Estas mismas lecturas son ilustradas en la figura 6.5, utilizando una gráfica por cada escala de corriente junto con sus respectivos estimadores  $\beta_0$  y  $\beta_1$ y el coeficiente de determinación lineal  $R^2$ .

Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada	Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada	Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada
0	1	1	5	0	1.5	677	685	679	1500	22	10100	10160	10089	22000
0.01	3	3	6	10	2	906	914	905	2000	23	10561	10624	10550	23000
0.02	7	6	8	20	2.5	1135	1144	1134	2500	24	11024	11088	11011	24000
0.03	12	11	11	30	3	1365	1376	1365	3000	25	11482	11548	11469	25000
0.04	16	14	14	40	3.5	1594	1606	1592	3500	26	11945	12014	11931	26000
0.05	20	19	19	50	4	1824	1837	1821	4000	27	12405	12477	12391	27000
0.06	24	23	23	60	4.5	2054	2069	2052	4500	28	12865	12939	12850	28000
0.07	30	28	27	70	5	2283	2299	2280	5000	29	13327	13404	13311	29000
0.08	34	32	31	80	5.5	2513	2530	2510	5500	30	13786	13868	13773	30000
0.09	38	37	35	90	6	2743	2762	2739	6000	31	14244	14324	14227	31000
0.1	42	41	40	100	6.5	2972	2992	2968	6500	32	14703	14785	14686	32000
0.15	63	63	61	150	7	3202	3223	3198	7000	33	15163	15249	15146	33000
0.2	86	86	84	200	7.5	3432	3455	3428	7500	34	15627	15714	15609	34000
0.25	109	109	107	250	8	3661	3685	3656	8000	35	16084	16174	16065	35000
0.3	131	131	129	300	8.5	3890	3961	3885	8500	36	16550	16643	16531	36000
0.35	154	155	152	350	9	4121	4149	4117	9000	37	17005	17100	16984	37000
0.4	176	177	178	400	9.5	4352	4380	4346	9500	38	17467	17565	17447	38000
0.45	199	200	197	450	10	4582	4611	4576	10000	39	17932	18033	17911	39000
0.5	222	224	221	500	11	5042	5074	5036	11000	40	18388	18492	18366	40000
0.55	244	247	243	550	12	5500	5535	5494	12000	41	18852	18958	18830	41000
0.6	266	269	265	600	13	5961	5997	5954	13000	42	19307	19415	19283	42000
0.65	289	293	288	650	14	6420	6459	6413	14000	43	19770	19882	19747	43000
0.7	313	317	312	700	15	6881	6923	6874	15000	44	20229	20343	20205	44000
0.75	335	339	334	750	16	7338	7383	7330	16000	45	20695	20811	20670	45000
0.8	357	361	356	800	17	7798	7845	7790	17000	46	21150	21269	21125	46000
0.85	381	384	380	850	18	8260	8310	8252	18000	47	21616	21739	21589	47000
0.9	403	407	403	900	19	8720	8772	8711	19000	48	22074	22199	22047	48000
0.95	425	429	425	950	20	9180	9235	9172	20000	49	22533	22661	22506	49000
1	449	452	448	1000	21	9642	9699	9632	21000	50	22997	23128	22968	50000

Tabla 6.6 Lecturas de corriente eficaz sin escalar calculadas con ADT.



Los estimadores  $\beta_0$  y  $\beta_1$  y los coeficientes de determinación lineal mostrados en la figura 6.5 se concentran en la tabla 6.7.

	Escalas	$\beta_0$	$\beta_{I}$	$R^2$
	0-0.1 A	1.85469314	2.33303249	0.99684116
Fase A	0.1-1 A	9.97020697	2.20942422	0.99997765
	1-10 A	27.44499860	2.17733316	0.99999946
	10-50 A	56.58186652	2.17209710	0.99999983
	0-0.1 A	3.20299105	2.39426557	0.99470852
Eage D	0.1-1 A	12.07795113	2.18200660	0.99997152
rase D	1-10 A	21.67999505	2.16489351	0.99999850
	10-50 A	53.08414999	2.17486737	0.99999985
	0-0.1 A	- 3.69222304	2.69686965	0.98313157
Face C	0.1-1 A	14.37910088	2.20134049	0.99994926
Fase C	1-10 A	25.10406303	2.18092727	0.99999904
	10-50 A	46.75381919	2.16041033	0.99999974

Tabla 6.7 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de corriente eficaz con ADT.

## • Corriente eficaz con ADF

De forma similar, las lecturas sin escalar de corriente eficaz calculadas con ADF se muestran en la tabla 6.8. Dichas lecturas son graficadas en la figura 6.6 empleando una gráfica por cada escala de corriente.

Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada	Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada	Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada
0	0	0	0	0	1.5	677	683	677	1500	22	10101	10161	10091	22000
0.01	2	2	2	10	2	906	913	904	2000	23	10560	10624	10549	23000
0.02	6	6	4	20	2.5	1135	1144	1134	2500	24	11022	11087	11008	24000
0.03	12	11	9	30	3	1364	1374	1363	3000	25	11481	11548	11469	25000
0.04	14	13	12	40	3.5	1593	1605	1592	3500	26	11945	12014	11931	26000
0.05	20	19	18	50	4	1822	1835	1870	4000	27	12406	12478	12391	27000
0.06	24	23	21	60	4.5	2054	2069	2052	4500	28	12868	12941	12852	28000
0.07	29	27	26	70	5	2281	2297	2279	5000	29	13325	13403	13311	29000
0.08	33	32	30	80	5.5	2512	2530	2508	5500	30	13790	13869	13773	30000
0.09	38	37	35	90	6	2740	2760	2738	6000	31	14242	14322	14227	31000
0.1	41	40	39	100	6.5	2972	2992	2968	6500	32	14701	14785	14685	32000
0.15	63	62	61	150	7	3199	3221	3195	7000	33	15162	15247	15144	33000
0.2	87	86	84	200	7.5	3431	3455	3428	7500	34	15623	15711	15605	34000
0.25	109	109	107	250	8	3659	3683	3654	8000	35	16082	16172	16062	35000
0.3	131	131	129	300	8.5	3890	3916	3885	8500	36	16548	16638	16525	36000
0.35	154	154	152	350	9	4120	4146	4115	9000	37	17009	17104	16989	37000
0.4	175	176	174	400	9.5	4352	4381	4347	9500	38	17463	17560	17442	38000
0.45	198	200	198	450	10	4578	4608	4572	10000	39	17928	18028	17906	39000
0.5	221	224	220	500	11	5041	5073	5035	11000	40	18390	18492	18368	40000
0.55	244	246	243	550	12	5503	5537	5496	12000	41	18844	18950	18820	41000
0.6	266	268	265	600	13	5960	5998	5954	13000	42	19310	19419	19287	42000
0.65	289	292	288	650	14	6421	6460	6414	14000	43	19771	19883	19748	43000
0.7	312	316	311	700	15	6881	6922	6873	15000	44	20232	20347	20207	44000
0.75	334	338	334	750	16	7340	7385	7333	16000	45	20694	20809	20667	45000
0.8	356	360	355	800	17	7801	7849	7793	17000	46	21152	21273	21127	46000
0.85	380	384	380	850	18	8260	8310	8252	18000	47	21612	21734	21585	47000
0.9	402	406	402	900	19	8723	8774	8713	19000	48	22072	22197	22046	48000
0.95	425	429	424	950	20	9182	9237	9174	20000	49	22527	22657	22501	49000
1	447	451	448	1000	21	9642	9700	9632	21000	50	22989	23120	22959	50000

Tabla 6.8 Lecturas de corriente sin escalar calculadas con ADF.



La tabla 6.9 muestra los parámetros de regresión lineal obtenidos con las lecturas de la tabla 6.8.

	Escalas	$\beta_0$	$\beta_1$	$R^2$
	0-0.1 A	3.98670213	2.31117021	0.99590426
Ease A	0.1-1 A	9.66531247	2.21544218	0.99998064
rase A	1-10 A	28.66206228	2.17789786	0.99999900
	10-50 A	52.30183483	2.17249983	0.99999978
	0-0.1 A	4.56683285	2.37983257	0.99520271
Eaco P	0.1-1 A	13.16793853	2.18317833	0.99997228
rase D	1-10 A	24.69561396	2.16446712	0.99999900
	10-50 A	42.04656908	2.16083728	0.99999973
	0-0.1 A	6.60802530	2.43526389	0.99181656
Face C	0.1-1 A	15.28098825	2.20192051	0.99998095
raseC	1-10 A	15.32066779	2.18334571	0.99992637
	10-50 A	48.63262905	2.17532552	0.99999980

Tabla 6.9 Concentrado de parámetros de regresión lineal para medición de corriente eficaz con ADF.

### • Observaciones sobre escalamiento de corriente eficaz

El proceso de escalamiento de corriente eficaz mostró cierta estabilidad en las lecturas obtenidas con ADT y ADF. Esta circunstancia puede observarse en las figuras 6.5 y 6.6 donde la mayoría de las lecturas de una fase se sobreponen a las lecturas de las otras fases.

A diferencia del circuito de adecuación de voltaje que emplea un arreglo de resistencias para atenuar la señal; el circuito de adecuación de corriente utiliza solo la resistencia de burden para generar un voltaje proporcional a la corriente que circula por el TC. Esto permite tener circuitos de adecuación de corriente más uniformes entre sí, lo cual se ve reflejado en la similitud de las lecturas entre una fase y otra. Solamente en las escalas extremadamente bajas (0 - 0.1  $A_{RMS}$ ) de ambos algoritmos se aprecian ligeras discrepancias entre las lecturas de cada fase, pero estas no representan mayores problemas para la medición de corriente eficaz, ya que el coeficiente de determinación lineal se mantiene cercano a un valor unitario.

En las tablas 6.7 y 6.9 se aprecia como todos los estimadores  $\beta_1$  fueron cercanos al factor de ganancia ideal para el escalamiento de corriente calculado en la ecuación 5.15. Incluso, los estimadores  $\beta_0$  mostraron cierta similitud entre sí, cuando son comparados con respecto a otra fase. Por ejemplo, al comparar la escala baja de la fase A con la escala baja de la fase B, o bien, la escala media de la fase B contra la escala media de la fase C.

El coeficiente  $R^2$  se ubicó dentro del rango  $0.99 < R^2 < 1$  en todos los casos, sin importar el algoritmo utilizado, la fase o escala en cuestión. En el caso de la fase C, en la escala alta obtenida con ADF, se obtuvo un coeficiente de determinación lineal casi unitario ( $R^2$ =0.9999998) indicando una exactitud casi perfecta de la ecuación de regresión lineal para describir el

comportamiento de dicha escala. Esto se atribuye a las características del circuito de adecuación de corriente, principalmente al uso de las entradas diferenciales del ADC. Estas entradas permiten eliminar cualquier tipo de ruido que las señales analizadas tengan en común, como variaciones en el voltaje de desplazamiento del circuito de adecuación o cualquier otra componente de corriente directa.

## 6.3.3. Escalamiento de potencia activa

El escalamiento de potencia activa se realiza en forma similar al escalamiento de los valores eficaces. Sin embargo, esta medición depende del apropiado procesamiento de dos formas de onda de manera simultánea (voltaje y corriente).

Se sabe que bajo condiciones ideales de operación, un circuito eléctrico es alimentado por un voltaje estable, que a su vez, produce una corriente que varía en función de la cantidad de carga conectada. Considerando esto, el escalamiento de la potencia activa se efectuó aplicando un voltaje constante de 127  $V_{RMS}$  en las terminales de cada fase del MPI; al mismo tiempo, se hicieron pasar valores de corriente entre 0 y 50  $A_{RMS}$  a través de cada TC. Esto implica que las lecturas de potencia activa están en función de la corriente, dado que el voltaje eficaz es constante. Por lo tanto, las tablas 6.10 y 6.12 muestran solamente la corriente eficaz real que se hizo pasar por los diferentes circuitos de adecuación de corriente del MPI.

Dado que las lecturas de potencia activa están en función de la corriente, se utilizaron las mismas cuatro escalas y los mismos rangos planteados para la medición de corriente eficaz. Además, las formas de onda de voltaje y corriente suministradas al MPI para el proceso de escalamiento no presentaban desfasamiento entre sí. Esto implica que la potencia activa y la potencia aparente son iguales; por lo tanto, el escalamiento realizado es válido para ambas mediciones y en consecuencia también para la potencia reactiva.

#### • Potencia activa con ADT

La tabla 6.10 muestra las lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADT con un voltaje constante de 127  $V_{RMS}$  y diferentes valores de corriente eficaz que coinciden con las planteadas para la medición de corriente eficaz. Estas mismas lecturas son mostradas en la figura 6.7 y presentadas junto con las ecuaciones de regresión lineal de cada fase, empleando una gráfica por cada escala de potencia.

De izquierda a derecha, cada fila de la tabla 6.10 muestra los valores reales de corriente eficaz que se hicieron circular por el MPI durante el proceso de escalamiento. También se precian las lecturas de potencia activa sin escalar de cada fase, calculadas con ADT, y la lectura escalada que se desea obtener expresada en kW.

Valor Real (Arms)	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada (kW)	Valor Real (Arms)	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada (kW)	Valor Real (Arms)	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada (kW)
0	2080	4595	4857	0	1.5	9066014	9180840	9104656	190.5	22	135092228	136287037	135419273	2794
0.01	43469	39691	37407	1.27	2	12136777	12257916	12151405	254	23	141238162	142439897	141630021	2921
0.02	91284	87958	72843	2.54	2.5	15196569	15365399	15238727	317.5	24	147329383	148703195	147747794	3048
0.03	159015	149125	118806	3.81	3	18272953	18474126	18331240	381	25	153404304	154837670	153766034	3175
0.04	206074	196745	173899	5.08	3.5	21336449	21555406	21374521	444.5	26	159595664	160889314	159810844	3302
0.05	266787	254368	241770	6.35	4	24407643	24662899	24465670	508	27	165756861	167299394	166153386	3429
0.06	323508	307872	293198	7.62	4.5	27483093	27750551	27531326	571.5	28	172058618	173501189	172423332	3556
0.07	388570	375967	350495	8.89	5	30544047	30833814	30586855	635	29	177953362	179551893	178421422	3683
0.08	444310	433776	400227	10.16	5.5	33636525	33947553	33679906	698.5	30	184369595	185861959	184647113	3810
0.09	506385	498985	469021	11.43	6	36700162	36700162	36782998	762	31	190516109	192115607	190978287	3937
0.1	555904	547294	526413	12.7	6.5	39724642	40134959	39824403	825.5	32	196615759	198220378	196997213	4064
0.15	844045	841470	813977	19.05	7	42804238	43232459	42899674	889	33	202609019	204385810	203079886	4191
0.2	1151475	1156205	1126057	25.4	7.5	45932729	46362453	46024685	952.5	34	208914174	210716503	209388052	4318
0.25	1461592	1467818	1439559	31.75	8	48982222	49410890	49050019	1016	35	215014911	216648363	215309432	4445
0.3	1759178	1769240	1737396	38.1	8.5	52074808	52564003	52173076	1079.5	36	221233416	223002862	221589427	4572
0.35	2067648	2081521	2048988	44.45	9	55135049	55625353	55216282	1143	37	227497751	229185035	227761031	4699
0.4	2359649	2385330	2346803	50.8	9.5	58192221	58737797	58300319	1206.5	38	233435856	235244180	233841750	4826
0.45	2664675	2696043	2648508	57.15	10	61326955	61867261	61427750	1270	39	239431815	241641722	240036851	4953
0.5	2969056	3010176	2960250	63.5	11	67501338	68058570	67595285	1397	40	245733997	247714897	246290247	5080
0.55	3264951	3309868	3259062	69.85	12	73603478	74289362	73785437	1524	41	251940905	254145797	252548348	5207
0.6	3561777	3612553	3559874	76.2	13	79733031	80473978	79949167	1651	42	257923005	260250373	258506115	5334
0.65	3876152	3927777	3873966	82.55	14	85899279	86658124	86084643	1778	43	264138705	266453422	264818061	5461
0.7	4180500	4246662	4186499	88.9	15	92052104	92886427	92271340	1905	44	270207672	272618288	270975769	5588
0.75	4480845	4547168	4489489	95.25	16	98161045	98981053	98331355	2032	45	276374048	278865678	276943216	5715
0.8	4776156	4841404	4783237	101.6	17	104236432	105233378	104508306	2159	46	282700988	284978474	283166515	5842
0.85	5103620	5169177	5115488	107.95	18	110448414	111493319	110774280	2286	47	288860886	291177822	289305878	5969
0.9	5399024	5462398	5409431	114.3	19	116709008	117706252	116953570	2413	48	294815890	297452999	295474589	6096
0.95	5693067	5761997	5706499	120.65	20	122772629	123877500	123096595	2540	49	301053264	303406697	301409993	6223
1	6008016	6083707	6032038	127	21	128988939	130104997	129286333	2667	50	307257579	309800155	307787378	6350

Tabla 6.10 Lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADT.


La tabla 6.11 muestra el concentrado de los parámetros de regresión lineal obtenidos con las lecturas de la tabla 6.10.

	Voltaje	Escalas	$\beta_0$	$\beta_1$	$\mathbf{R}^2$
		0-0.1 A	0.294471703008	0.000022297357	0.998577783056
Eaga A	107 V	0.1-1 A	1.250282624083	0.000020962538	0.999982267729
r ase A	127 V	1-10 A	3.302979611400	0.000020672218	0.999998431087
		10-50 A	3.477877550385	0.000020658849	0.999998772094
	127 V	0-0.1 A	0.388913031756	0.000022639311	0.997124057599
Es as D		0.1-1 A	1.523091576928	0.000020633447	0.999986441047
Fase B		1-10 A	2.834142600283	0.000020500506	0.999977934687
		10-50 A	1.903630132638	0.000020492375	0.999999037881
		0-0.1 A	0.596697366533	0.000023535826	0.993839409673
Fase C	107 37	0.1-1 A	2.015956889844	0.000020766572	0.999978723769
	127 V	1-10 A	2.979931082519	0.000020641945	0.999998470602
	-	10-50 A	2.206543081248	0.000020622658	0.999998638374

Tabla 6.11 Parámetros de regresión lineal para medición de potencia activa con ADT.

#### • Potencia activa con ADF

La tabla 6.12 muestra las lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADF con un voltaje constante de 127  $V_{RMS}$  y diferentes valores de corriente eficaz. Estas mismas lecturas son graficadas en la figura 6.8 empleando una gráfica por cada escala de potencia.

Cada fila de la tabla 6.12 muestra los valores reales de corriente eficaz que se hicieron circular por el MPI durante el proceso de escalamiento, las lecturas de potencia activa sin escalar de cada fase y calculadas con ADF, y la lectura escalada que se desea obtener expresada en kW.

La tabla 6.13 muestra el concentrado de los parámetros de regresión lineal obtenidos con las lecturas de la tabla 6.12.

Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada (kW)	Valor Real (A <sub>RMS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada (kW)	Val Re (A <sub>R</sub>	or al <sub>MS</sub> )	Fase A	Fase B	Fase C	Lectura Escalada (kW)
0	0	0	0	0	1.5	9054641	9172914	9090678	190.5	22	2	135198266	136255141	135393800	2794
0.01	34838	32287	34318	1.27	2	12105826	12246971	12138689	254	23	3	141191647	142480834	141548448	2921
0.02	87951	83283	68359	2.54	2.5	15186685	15360737	15238916	317.5	24	1	147388249	148694340	147739134	3048
0.03	160575	146363	116653	3.81	3	18229704	18427456	18282822	381	25	5	153508651	154851637	153911420	3175
0.04	196483	180060	155959	5.08	3.5	21316054	21541180	21369615	444.5	20	5	159650640	161047453	160036244	3302
0.05	267674	247948	243500	6.35	4	24360522	24582441	24395460	508	27	7	165752799	167307771	166202865	3429
0.06	315379	300452	289084	7.62	4.5	27478756	27766460	27550847	571.5	28	8	171937439	173422633	172247531	3556
0.07	385129	376355	347317	8.89	5	30510503	30806988	30568931	635	29	)	178289293	179718186	178613817	3683
0.08	437353	429038	397485	10.16	5.5	33612837	33951843	33687714	698.5	3	)	184477590	185974602	184788108	3810
0.09	503820	496201	471103	11.43	6	36638690	36969318	36692862	762	3	l	190232509	191973243	190754675	3937
0.1	548441	546350	521843	12.7	6.5	39730729	40112419	39802271	825.5	32	2	196566997	198141638	196948087	4064
0.15	848151	841353	820976	19.05	7	42756149	43164257	42835674	889	33	3	202760551	204483590	203261346	4191
0.2	1157039	1155689	1127512	25.4	7.5	45926140	46353910	46025148	952.5	34	1	208495784	210371819	209035013	4318
0.25	1460861	1473656	1441552	31.75	8	48874598	49364137	49005959	1016	3	5	214660467	216602160	215231474	4445
0.3	1753860	1764675	1733794	38.1	8.5	52113013	52556522	52185649	1079.5	3	5	221276763	222914484	221529183	4572
0.35	2053888	2074021	2037818	44.45	9	55096725	55583074	55190536	1143	3	7	227023364	229011682	227524832	4699
0.4	2350839	2373964	2336431	50.8	9.5	58248228	58762858	58363957	1206.5	- 38	8	233320213	235364277	233802539	4826
0.45	2665830	2692142	2653677	57.15	10	61132940	61705692	61250812	1270	3	)	239390090	241551924	240069827	4953
0.5	2968382	3009028	2960854	63.5	11	67448432	68079447	67591368	1397	4	)	245811568	247651701	246092330	5080
0.55	3260149	3301502	3252859	69.85	12	73606799	74264623	73770977	1524	4	l	251775835	253763642	252149612	5207
0.6	3557355	3611945	3556570	76.2	13	79757172	80439421	79919510	1651	42	2	258090389	260145806	258494406	5334
0.65	3869291	3922161	3863912	82.55	14	85916591	86666889	86083272	1778	43	3	263937248	266292417	264548274	5461
0.7	4182467	4239943	4184777	88.9	15	92051424	92867377	92276240	1905	44	1	270209682	272582934	270775795	5588
0.75	4476242	4549582	4481358	95.25	16	98198737	99108748	98483689	2032	4	5	276623084	278817057	277123482	5715
0.8	4761921	4835718	4774801	101.6	17	104314581	105235295	104551806	2159	40	5	282628283	284801137	282985771	5842
0.85	5089981	5153533	5104384	107.95	18	110487939	111482816	110709977	2286	4	7	288732036	290904867	288976450	5969
0.9	5383562	5449498	5396662	114.3	19	116684885	117682842	116899845	2413	48	3	295003588	297231734	295371956	6096
0.95	5679230	5749811	5704335	120.65	20	122740883	123867645	123041084	2540	49	•	301002430	303406304	301479010	6223
1	5987680	6057922	6005694	127	21	128800393	129977099	129150655	2667	50	)	307213324	309985479	307986505	6350

Tabla 6.12 Lecturas de potencia activa sin escalar calculadas con ADF.





		0	1	1	
	Voltaje	Escalas	$\beta_0$	$\beta_1$	$\mathbf{R}^2$
		0-0.1 A	0.379528404778	0.000022356422	0.997692233540
Ease A	107 37	0.1-1 A	1.194328511916	0.000021020936	0.999983650229
rase A	127 4	1-10 A	3.538436040604	0.000020684662	0.999992484091
		10-50 A	3.587022847819	0.000020661585	0.999997014162
	127 V	0-0.1 A	0.567161455262	0.000022411442	0.995447735367
Easa D		0.1-1 A	1.457695635620	0.000020691118	0.999976874989
r ase D		1-10 A	2.742495163461	0.000020511493	0.999994605450
		10-50 A	1.008201915946	0.000020502302	0.999998091860
		0-0.1 A	0.738376391297	0.000023332087	0.991770029852
Fase C	107 V	0.1-1 A	1.946744149011	0.000020822560	0.999983350824
	127 V	1-10 A	3.206464577551	0.000020651781	0.999992858609
	-	10-50 A	1.592988621816	0.000020631269	0.999997585053

Tabla 6.13 Parámetros de regresión lineal para medición de potencia activa con ADF.

#### • Observaciones sobre escalamiento de potencia activa

Debido a que la medición de potencia depende de las formas de onda de voltaje y corriente, es de esperarse que algunas de las particularidades que se observaron en el escalamiento de los valores eficaces de estas dos variables, se presenten también en esta medición.

Recapitulando algunos de los hallazgos señalados previamente; en el escalamiento de voltaje eficaz se apreció una marcada diferencia entre las lecturas calculadas con ADT y ADF en las escalas bajas (comparar figuras 6.3 y 6.4). Una situación similar se presentó, en menor proporción, para el escalamiento de la corriente eficaz donde las lecturas calculadas con ADT mostraron valores distintos de cero ante una corriente real nula (0 Ampers), mientras que las lecturas calculadas con ADF fueron acertadamente nulas para un valor nulo de la corriente real (ver tablas 6.6 y 6.8 y ubicar valor real  $A_{RMS} = 0$ ).

En forma similar a lo sucedido en el escalamiento de corriente eficaz, las lecturas de potencia activa sin escalar, calculadas con ADT; muestran valores distintos de cero ante una corriente nula, mientras que las lecturas calculadas con ADF si presentan ceros (ver tablas 6.10 y 6.12 y ubicar valor real en  $A_{RMS} = 0$ ).

Lo anterior sugiere que físicamente existe ruido en las señales de voltaje y corriente que procesa el ADC, probablemente producido por los mismos circuitos de adecuación. Sin embargo, en el caso de la señal de corriente, dicha distorsión se reduce debido al uso de las entradas diferenciales del ADC, pero no así para señal de voltaje que utiliza entradas sencillas.

Aun y con el ruido que contiene la señal de voltaje, se puede apreciar en las tablas 6.11 y 6.13, que todos los estimadores  $\beta_1$  del escalamiento de potencia fueron cercanos al factor de ganancia

ideal calculado en la ecuación 5.16. También el coeficiente  $R^2$  se ubicó dentro del rango 0.99 <  $R^2 < 1$  en todos los casos sin importar el algoritmo utilizado, la fase o escala en cuestión.

#### 6.4. Pruebas de exactitud

En esta sección se analiza la exactitud de las mediciones de voltaje eficaz, corriente eficaz, potencia activa, reactiva, aparente y factor de potencia. Además, se compara el desempeño de todas estas mediciones cuando son calculadas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. La exactitud alcanzada en dichas mediciones es el resultado de los procedimientos de calibración y escalamiento presentados en las secciones 6.2 y 6.3.

#### 6.4.1. Voltaje eficaz

La tabla 6.14 presenta el resultado de las mediciones de voltaje eficaz calculadas en el dominio del tiempo, mientras que la tabla 6.15 muestra los resultados de las mediciones de esta misma variable, pero calculadas en el dominio de la frecuencia.

Las tablas 6.14 y 6.15 muestran el valor de voltaje real aplicado al MPI, la medición que se obtuvo para cada fase y el error porcentual del voltaje medido con respecto al voltaje real. El circuito de adecuación de voltaje fue diseñado para realizar mediciones en un rango entre 80 y 200 Volts, no obstante, se verifica la exactitud del dispositivo por debajo de este rango.

Valor	Valor	Medido (	Volts)	Err	or Porcentual	(%)
Real (Volts)	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
10	10.32	10.13	10.09	3.2	1.3	0.9
50	50.11	49.9	49.86	0.22	0.2	0.28
80	80.02	79.9	79.88	0.025	0.125	0.15
100	99.97	99.77	99.82	0.03	0.23	0.18
127	126.89	126.85	126.82	0.086614173	0.118110236	0.141732283
150	149.96	149.86	149.83	0.026666667	0.093333333	0.113333333
200	199.83	199.83	199.89	0.085	0.085	0.055

Tabla 6.14 Resultados de mediciones de voltaje eficaz y error porcentual utilizando ADT.

Tabla 6.15 Resultados de mediciones de voltaje eficaz y error porcentual utilizando ADF.

Valor	Valor	Medido (	Volts)	Err	or Porcentual	(%)	
Real (Volts)	Fase AFase BFase C0.0010.0410.04		Fase C	Fase A	Fase B	Fase C	
10	9.98	10.06	10.04	0.2	0.6	0.4	
50	49.98	49.92	49.97	0.04	0.16	0.06	
80	79.86	79.91	79.87	0.175	0.1125	0.1625	
100	99.95	99.8	99.84	0.05	0.2	0.16	
127	126.85	126.85	126.92	0.118110236	0.118110236	0.062992126	
150	149.92	149.91	149.98	0.053333333	0.06	0.013333333	
200	199.87	200.04	199.92	0.065	0.02	0.04	

La figura 6.9a muestra el error porcentual de cada medición de voltaje eficaz calculada en el dominio del tiempo. Además, permite comparar la exactitud de las mediciones obtenidas en cada fase. De forma similar, la figura 6.9b ilustra el mismo análisis, pero para las mediciones obtenidas en el dominio de la frecuencia. En ambos casos, se observa que la mayoría de las mediciones dentro del rango de medición (entre 80 y 200 Volts) presentaron un error porcentual inferior al 0,2%. Incluso la medición de 50 Volts mostró un error similar, no obstante que esta lectura se encuentra fuera del rango.



a) Error porcentual de voltaje eficaz calculado con ADT.



*b)* Error porcentual de voltaje eficaz calculado con ADF. Figura 6.9 Exactitud de medición de voltaje eficaz en fases A, B y C con ADT y ADF.

Analizando los valores de las tablas 6.14 y 6.15, se determinó la media del error porcentual, la varianza y la desviación estándar del mismo para cada fase y cada algoritmo. Estos indicadores se exponen en la tabla 6.16.

		ADT		ADF				
Fase	А	В	С	Α	В	С		
Media (%)	0.0789	0.1419	0.1533	0.0836	0.1118	0.0831		
Varianza	0.0047	0.0029	0.0047	0.0023	0.0035	0.0033		
Desviación Estándar (%)	0.0684	0.0541	0.0685	0.0480	0.0595	0.0576		

Tabla 6.16 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de voltaje eficaz.

La tabla 6.16 muestra como la media del error porcentual del voltaje eficaz fue siempre menor al 0,2%, incluso inferior al 0,1% en algunos casos. También vale la pena resaltar que la desviación estándar es menor al 0,1% en todas las fases y en ambos algoritmos.

#### 6.4.2. Corriente eficaz

La tabla 6.17 presenta el resultado de las mediciones de corriente eficaz calculadas en el dominio del tiempo, mientras que la tabla 6.18 muestra los resultados de las mediciones de esta misma variable, pero calculadas en el dominio de la frecuencia.

Ambas tablas (6.17 y 6.18) muestran el valor de corriente eficaz real aplicado al MPI, las mediciones obtenidas y el error porcentual de la corriente medida con respecto a la corriente real, de cada fase y de cada medición.

Valor Real	Valo	r Medido (Am	pers)	Err	or Porcentual	(%)
(Ampers)	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.05	0.05	0.05	0.05	0	0	0
1	1.01	1	1	1	0	0
5	5.01	5.01	5	0.2	0.2	0
10	10.01	10	10.01	0.1	0	0.1
20	20.01	20	20.01	0.05	0	0.05
25	25	24.99	24.99	0	0.04	0.04
30	29.99	29.98	29.99	0.033333333	0.066666667	0.033333333
40	39.99	39.98	39.99	0.025	0.05	0.025
50	49.99	49.98	49.98	0.02	0.04	0.04

Tabla 6.17 Resultados de mediciones de corriente eficaz y error porcentual utilizando ADT.

Tabla 6.18 Resultados de mediciones de corriente eficaz y error porcentual utilizando ADF.

Valor Real	Valo	r Medido (Am	pers)	Err	or Porcentual	(%)
(Ampers)	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
0.05	0.05	0.05	0.05	0	0	0
1	1	1	0.99	0	0	1
5	4.99	4.99	4.98	0.2	0.2	0.4
10	10	10	10	0	0	0
20	19.99	19.98	19.99	0.05	0.1	0.05
25	24.99	24.98	24.99	0.04	0.08	0.04
30	29.99	29.98	29.99	0.033333333	0.066666667	0.033333333
40	39.98	39.97	39.98	0.05	0.075	0.05
50	49.98	49.97	49.98	0.04	0.06	0.04

La figura 6.10a muestra el error porcentual de cada medición de corriente eficaz, calculada en el dominio del tiempo; mientras que la figura 6.10b ilustra el mismo análisis, pero para las mediciones obtenidas en el dominio de la frecuencia.

El rango de la medición de corriente eficaz es de 0 a 50 Ampers. La mayoría de las mediciones ilustradas se ubicaron por debajo del 0,1% de error porcentual; sin embargo, se detectó un par de errores del orden del 1% en la medición de 1 Amper, para ambos algoritmos, pero en distintas fases, como se observa en la figura 6.10a y 6.10b.



a) Error porcentual de corriente eficaz calculado con ADT.



*b)* Error porcentual de corriente eficaz calculado con ADF. Figura 6.10 Exactitud de medición de corriente eficaz en fases A, B y C con ADT y ADF.

En base a las mediciones de corriente eficaz mostradas en las tablas 6.17 y 6.18, se determinó la media del error porcentual, la varianza y la desviación estánda para cada fase y cada algoritmo. Estos indicadores se exponen en la tabla 6.19.

		ADT		ADF				
Fase	Α	В	С	Α	В	С		
Media (%)	0.1587	0.0441	0.0320	0.0459	0.0646	0.1793		
Varianza	0.0920	0.0036	0.0009	0.0450	0.0599	0.0808		
Desviación estándar (%)	0.3033	0.0602	0.0302	0.0581	0.0601	0.3127		

Tabla 6.19 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de corriente eficaz.

En la tabla 6.19 se observa como la media del error porcentual se eleva en la fase A calculada con ADT, así como en la fase C calculada con ADF debido a los errores del 1% que se suscitaron en la medición de 1 Amper. No obstante, la media del error se mantiene por debajo del 0,2 %.

Aquellas fases que no presentaron el error mencionado, mostraron una mayor exactitud dado que la media del error y la desviación estándar se ubicaron alrededor del 0,05%.

#### 6.4.3. Triangulo de potencia

En estas pruebas, se aplicó un voltaje eficaz constante y se hicieron pasar diferentes valores de corriente eficaz a través del MPI. El voltaje eficaz aplicado fue de 127 Volts, mientras que la corriente eficaz osciló entre 0 y 50 Ampers.

La tabla 6.20 muestra las mediciones que fueron calculadas en el dominio del tiempo. Por otro lado, aquellas que fueron calculadas en el dominio de la frecuencia aparecen en la tabla 6.21.

Estas dos tablas muestran la magnitud y el ángulo de fase tanto del voltaje como de la corriente que se aplicó en cada prueba, junto con los valores esperados del triangulo de potencia (potencia activa, reactiva, aparente y factor de potencia). También se presentan las mediciones obtenidas y el error porcentual de dicha medición para cada fase y algoritmo.

Posteriormente se analiza por separado cada una de las cuatro mediciones de potencia, graficando los errores porcentuales de las mismas y calculando la media del error porcentual, la varianza del error y la desviación estándar para cada fase y tipo de algoritmo.

Dado que el fasor de voltaje eficaz utilizado durante las mediciones de potencia es constante en  $127V \angle 0^\circ$ , las gráficas de barras que ilustran el error porcentual de dichas mediciones, se identifican solo con el fasor de corriente eficaz de cada prueba.

	Valores Reales						Valores Medidos				Error Porcentual (%)			
Fase	Voltaje (V <sub>RMS</sub> )	Corriente (A <sub>RMS</sub> )	P (Watts)	Q (VAr)	S (VA)	fp	P (Watts)	Q (VAr)	S (VA)	fp	Р	Q	S	fp
	127∠0°	0.05∠-30°	5.499261314	3.175	6.35	0.866025404	5	0	5	****	9.08	100.00	21.26	****
	127∠0°	1∠-30°	109.9852263	63.5	127	0.866025404	112	59	126	0.8846	1.83	7.09	0.79	2.14
	127∠0°	5∠-30°	549.9261314	317.5	635	0.866025404	551	313	633	0.8701	0.20	1.42	0.31	0.47
	127∠0°	10∠-30°	1099.852263	635	1270	0.866025404	1101	631	1267	0.8676	0.10	0.63	0.24	0.18
Α	127∠0°	20∠-30°	2199.704526	1270	2540	0.866025404	2198	1272	2535	0.8656	0.08	0.16	0.20	0.05
	127∠0°	25∠-30°	2749.630657	1587.5	3175	0.866025404	2745	1592	3172	0.8653	0.17	0.28	0.09	0.08
	127∠0°	30∠-30°	3299.556788	1905	3810	0.866025404	3296	1910	3807	0.865	0.11	0.26	0.08	0.12
	127∠0°	40∠-30°	4399.409051	2540	5080	0.866025404	4389	2554	5077	0.8643	0.24	0.55	0.06	0.20
	127∠0°	50∠-30°	5499.261314	3175	6350	0.866025404	5483	3195	6341	0.8635	0.30	0.63	0.14	0.29
	127∠0°	0.05∠-30°	5.499261314	3.175	6.35	0.866025404	5	0	5	****	9.08	100.00	21.26	****
	127∠0°	1∠-30°	109.9852263	63.5	127	0.866025404	112	60	126	0.883	1.83	5.51	0.79	1.96
	127∠0°	5∠-30°	549.9261314	317.5	635	0.866025404	551	312	633	0.8705	0.20	1.73	0.31	0.52
	127∠0°	10∠-30°	1099.852263	635	1270	0.866025404	1100	629	1267	0.868	0.01	0.94	0.24	0.23
В	127∠0°	20∠-30°	2199.704526	1270	2540	0.866025404	2196	1269	2536	0.8662	0.17	0.08	0.16	0.02
	127∠0°	25∠-30°	2749.630657	1587.5	3175	0.866025404	2744	1588	3171	0.8656	0.20	0.03	0.13	0.05
	127∠0°	30∠-30°	3299.556788	1905	3810	0.866025404	3295	1908	3806	0.8653	0.14	0.16	0.10	0.08
	127∠0°	40∠-30°	4399.409051	2540	5080	0.866025404	4388	2550	5076	0.8648	0.26	0.39	0.08	0.14
	127∠0°	50∠-30°	5499.261314	3175	6350	0.866025404	5484	3188	6340	0.8644	0.28	0.41	0.16	0.19
	127∠0°	0.05∠-30°	5.499261314	3.175	6.35	0.866025404	6	2	6	****	9.11	37.01	5.51	****
	127∠0°	1∠-30°	109.9852263	63.5	127	0.866025404	112	60	127	0.8836	1.83	5.51	0.00	2.03
	127∠0°	5∠-30°	549.9261314	317.5	635	0.866025404	552	313	633	0.8704	0.38	1.42	0.31	0.51
	127∠0°	10∠-30°	1099.852263	635	1270	0.866025404	1101	632	1268	0.8674	0.10	0.47	0.16	0.16
С	127∠0°	20∠-30°	2199.704526	1270	2540	0.866025404	2197	1272	2537	0.8656	0.12	0.16	0.12	0.05
	127∠0°	25∠-30°	2749.630657	1587.5	3175	0.866025404	2743	1590	3172	0.8653	0.24	0.16	0.09	0.08
	127∠0°	30∠-30°	3299.556788	1905	3810	0.866025404	3296	1911	3808	0.8647	0.11	0.31	0.05	0.15
	127∠0°	40∠-30°	4399.409051	2540	5080	0.866025404	4388	2555	5075	0.8647	0.26	0.59	0.10	0.15
	127∠0°	50∠-30°	5499.261314	3175	6350	0.866025404	5481	3189	6346	0.8639	0.33	0.44	0.06	0.25

Tabla 6.20 Resultados de mediciones de potencia calculadas con ADT y error porcentual.

NOTA: los recuadros marcados con "\*\*\*\*\*" indican una lectura indeterminada.

			Valores R	eales				Valores M	ledidos		Error Porcentual (%)			
Fase	Voltaje (V <sub>RMS</sub> )	Corriente (A <sub>RMS</sub> )	P (Watts)	Q (VAr)	S (VA)	fp	P (Watts)	Q (VAr)	S (VA)	fp	Р	Q	S	fp
	127∠0°	0.05∠-30°	5.499261314	3.175	6.35	0.866025404	6	2	6	****	9.11	37.01	5.51	****
	127∠0°	1∠-30°	109.9852263	63.5	127	0.866025404	112	60	127	0.884	1.83	5.51	0.00	2.08
	127∠0°	5∠-30°	549.9261314	317.5	635	0.866025404	551	313	633	0.8708	0.20	1.42	0.31	0.55
	127∠0°	10∠-30°	1099.852263	635	1270	0.866025404	1101	631	1268	0.8688	0.10	0.63	0.16	0.32
Α	127∠0°	20∠-30°	2199.704526	1270	2540	0.866025404	2199	1271	2538	0.8662	0.03	0.08	0.08	0.02
	127∠0°	25∠-30°	2749.630657	1587.5	3175	0.866025404	2747	1594	3170	0.8656	0.10	0.41	0.16	0.05
	127∠0°	30∠-30°	3299.556788	1905	3810	0.866025404	3297	1914	3808	0.865	0.08	0.47	0.05	0.12
	127∠0°	40∠-30°	4399.409051	2540	5080	0.866025404	4390	2555	5076	0.8646	0.21	0.59	0.08	0.16
	127∠0°	50∠-30°	5499.261314	3175	6350	0.866025404	5485	3198	6339	0.8641	0.26	0.72	0.17	0.22
	127∠0°	0.05∠-30°	5.499261314	3.175	6.35	0.866025404	5	2	5	****	9.08	37.01	21.26	****
	127∠0°	1∠-30°	109.9852263	63.5	127	0.866025404	111	60	127	0.882	0.92	5.51	0.00	1.84
-	127∠0°	5∠-30°	549.9261314	317.5	635	0.866025404	552	313	633	0.8706	0.38	1.42	0.31	0.53
	127∠0°	10∠-30°	1099.852263	635	1270	0.866025404	1101	632	1269	0.8688	0.10	0.47	0.08	0.32
В	127∠0°	20∠-30°	2199.704526	1270	2540	0.866025404	2196	1269	2535	0.8662	0.17	0.08	0.20	0.02
	127∠0°	25∠-30°	2749.630657	1587.5	3175	0.866025404	2745	1589	3169	0.8656	0.17	0.09	0.19	0.05
	127∠0°	30∠-30°	3299.556788	1905	3810	0.866025404	3293	1908	3805	0.8652	0.20	0.16	0.13	0.10
	127∠0°	40∠-30°	4399.409051	2540	5080	0.866025404	4386	2551	5072	0.8648	0.30	0.43	0.16	0.14
	127∠0°	50∠-30°	5499.261314	3175	6350	0.866025404	5486	3185	6337	0.8646	0.24	0.31	0.20	0.16
	127∠0°	0.05∠-30°	5.499261314	3.175	6.35	0.866025404	5	2	5	****	9.08	37.01	21.26	12.0
	127∠0°	1∠-30°	109.9852263	63.5	127	0.866025404	112	60	127	0.883	1.83	5.51	0.00	1.96
	127∠0°	5∠-30°	549.9261314	317.5	635	0.866025404	551	313	633	0.8706	0.20	1.42	0.31	0.53
	127∠0°	10∠-30°	1099.852263	635	1270	0.866025404	1101	632	1269	0.8686	0.10	0.47	0.08	0.30
С	127∠0°	20∠-30°	2199.704526	1270	2540	0.866025404	2197	1271	2536	0.8659	0.12	0.08	0.16	0.01
	127∠0°	25∠-30°	2749.630657	1587.5	3175	0.866025404	2745	1591	3171	0.8654	0.17	0.22	0.13	0.07
	127∠0°	30∠-30°	3299.556788	1905	3810	0.866025404	3294	1910	3806	0.8653	0.17	0.26	0.10	0.08
	127∠0°	40∠-30°	4399.409051	2540	5080	0.866025404	4389	2552	5075	0.8645	0.24	0.47	0.10	0.18
	127∠0°	50∠-30°	5499.261314	3175	6350	0.866025404	5485	3190	6337	0.8645	0.26	0.47	0.20	0.18

Tabla 6.21 Resultados de mediciones de potencia calculadas con ADF y error porcentual.

NOTA: los recuadros marcados con "\*\*\*\*\*" indican una lectura indeterminada.

## 6.4.3.1. Análisis de exactitud de potencia activa

La mayoría de las mediciones de potencia activa se ubicaron por debajo del 0,25% de error porcentual; sin embargo, las mediciones de menor magnitud alcanzaron errores que incluso superan el 2% como se aprecia en ambos incisos de la figura 6.11.

La figura 6.11a muestra el error porcentual de las mediciones de potencia activa calculadas en el dominio del tiempo, mientras que la figura 6.11b ilustra las mismas mediciones pero obtenidas en el dominio de la frecuencia. Ambas con un pobre desempeño ante bajas magnitudes de corriente.



a) Error porcentual de potencia activa calculada con ADT.



*b)* Error porcentual de potencia activa calculada con ADF. Figura 6.11 Exactitud de medición de potencia activa en fases A, B y C con ADT y ADF.

La media, la varianza y la desviación estándar del error porcentual de la potencia activa se muestran en la tabla 6.22. Además, se puede observar como la deficiente exactitud de las mediciones en la parte baja de la escala, afectaron todos los indicadores de la tabla.

		ADT		ADF				
Fase	Α	В	С	Α	В	С		
Media (%)	1.3440	1.3519	1.3869	1.3239	1.2849	1.3518		
Varianza	7.7510	7.7334	7.7079	7.8522	7.6461	7.7308		
Desviación estándar (%)	2.7841	2.7809	2.7763	2.8022	2.7652	2.7804		

Tabla 6.22 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de potencia activa.

#### 6.4.3.2. Análisis de exactitud de potencia reactiva

La medición de potencia reactiva presentó los porcentajes de error más elevados de todas las variables eléctricas analizadas, mostrando una exactitud aceptable (Error>1%) solamente en la pruebas con magnitudes de corriente igual o superior a las 10 A. La figura 6.12a muestra el error porcentual de las mediciones de potencia reactiva, calculadas en el dominio del tiempo; mientras que la figura 6.12b ilustra las mismas mediciones, pero obtenidas en el dominio de la frecuencia.



a) Error porcentual de potencia reactiva calculada con ADT.



*b)* Error porcentual de potencia reactiva calculada con ADF. Figura 6.12 Exactitud de medición de potencia reactiva en fases A, B y C con ADT y ADF.

La media, la varianza y la desviación estándar del error porcentual de la potencia reactiva se muestran en la tabla 6.23. Si bien todas las mediciones presentaron un cierto grado de error, los errores más evidentes se presentaron con bajas amplitudes de corriente.

		ADT			ADF	
Fase	Α	В	С	Α	В	С
Media (%)	12.3354	12.1400	5.1190	5.2047	5.0542	5.1018
Varianza	964.8941	967.5795	129.6723	128.8707	130.2903	129.8346
Desviación estándar (%)	31.0627	31.1059	11.3874	11.3521	11.4145	11.3945

Tabla 6.23 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de potencia reactiva.

<i>6.4.3.3</i> .	Análisis de	e exactitud	de potencia	aparente
------------------	-------------	-------------	-------------	----------

La medición de potencia aparente mostró un buen desempeño, salvo en la prueba de  $0.05A \ge -30^{\circ}$ . La figura 6.13a muestra el error porcentual de las mediciones de potencia aparente calculadas en el dominio del tiempo y la figura 6.13b las obtenidas en el dominio de la frecuencia.



a) Error porcentual de potencia aparente calculada con ADT.



b) Error porcentual de potencia aparente calculada con ADF. Figura 6.13 Exactitud de medición de potencia aparente en fases A, B y C con ADT y ADF.

La media, la varianza y la desviación estándar del error porcentual de la potencia activa se muestran en la tabla 6.24. Los indicadores de la tabla no fueron del todo satisfactorios debido a la mala exactitud de la prueba de  $0.05A \angle -30^{\circ}$ .

		ADT		ADF			
Fase	Α	В	С	Α	В	С	
Media (%)	2.5744	2.5803	0.7123	0.7250	2.5036	2.4828	
Varianza	43.6875	43.6572	2.8863	2.8715	43.9812	44.0790	
Desviación estándar (%)	6.6096	6.6074	1.6989	1.6945	6.6318	6.6392	

Tabla 6.24 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual de la medición de potencia aparente.

#### 6.4.3.4. Análisis de exactitud de factor de potencia

Al igual que el resto de las variables de potencia, la medición del factor de potencia mostró un pobre desempeño ante magnitudes bajas de corriente, pero bueno a partir de los 10 A. Esta situación puede apreciarse en la figura 6.14a para ADT y en la figura 6.14b para ADF.



a) Error porcentual de factor de potencia calculado con ADT.



b) Error porcentual de factor de potencia calculado con ADF. Figura 6.14 Exactitud de medición de factor de potencia en fases A, B y C con ADT y ADF.

La media, la varianza y la desviación estándar del error porcentual del factor de potencia se muestra en la tabla 6.25. Cabe señalar que los valores mostrados en la tabla 6.25 no consideran la prueba de  $0.05 \text{ A}_{2}$ -30°, dado que esta lectura fue considerada como indeterminada.

		ADT		ADF		
Fase	Α	В	С	Α	В	С
Media (%)	0.4424	0.3984	0.4222	0.4402	0.3955	0.4135
Varianza	0.4296	0.3695	0.3861	0.4072	0.3240	0.3645
Desviación estándar (%)	0.6555	0.6079	0.6214	0.6381	0.5692	0.6037

Tabla 6.25 Media, varianza y desviación estándar del error porcentual del factor de potencia.

#### 6.4.4. Desfasamiento entre ángulos de voltaje y corriente

El cálculo del ángulo de fase depende directamente de los resultados que arroje el algoritmo de la FFT para los valores eficaces de voltaje y corriente. El desfasamiento entre los fasores fundamentales se obtiene de la resta entre el ángulo del voltaje y el ángulo de la corriente. La tabla 6.26 muestra los fasores de voltaje y corriente aplicados al MPI, el desfasamiento esperado y el medido, y su error porcentual. La figura 6.15 muestra gráficamente los resultados obtenidos.

				-					*	
	Valores Reale	s	Valor N	Valor Medido		Valores Reale	es	Valor Medido		
Voltaje	Corriente	Desfase	Desfase	Error		Voltaje	Corriente	Desfase	Desfase	Error
(V)	(A)	(grados)	(grados)	(%)		(V)	(A)	(grados)	(grados)	(%)
127∠0	20∠0	0	0.03	0.0083		127∠0	20∠180	180	180.04	0.0222
127∠0	20∠-15	15	15.03	0.2000		127∠0	20∠165	195	195.03	0.0154
127∠0	20∠-30	30	30.03	0.1000		127∠0	20∠150	210	210.08	0.0381
127∠0	20∠-45	45	45.01	0.0222		127∠0	20∠135	225	225.04	0.0178
127∠0	20∠-60	60	60.12	0.2000		127∠0	20∠120	240	239.9	0.0417
127∠0	20∠-75	75	75.08	0.1067		127∠0	20∠105	255	255.93	0.3647
127∠0	20∠-90	90	89.95	0.0556		127∠0	20∠90	270	270.05	0.0185
127∠0	20∠-105	105	104.97	0.0286		127∠0	20∠75	285	285.07	0.0246
127∠0	20∠-120	120	119.95	0.0417		127∠0	20∠60	300	300.02	0.0067
127∠0	20∠-135	135	135.03	0.0222		127∠0	20∠45	315	315.03	0.0095
127∠0	20∠-150	150	150.03	0.0200		127∠0	20∠30	330	330	0.0000
127∠0	20∠-165	165	165.05	0.0303		127∠0	20∠15	345	345.08	0.0232

Tabla 6.26 Pruebas de medición de ángulo de desfasamiento entre voltaje y corriente en fase B.



Figura 6.15 Exactitud de medición de ángulo de desfasamiento entre voltaje y corriente.

El desempeño de esta medición fue bastante bueno, ya que la media del error porcentual de las mediciones mostradas en la tabla 6.26 fue de 0.05908%, la varianza mostró un valor de 0.00685 y la desviación estándar se ubicó en 0.08278%.

#### 6.4.5. Energía activa

La energía activa y la potencia activa se calculan realizando una sumatoria de la multiplicación de las muestras del voltaje y corriente, tal y como lo indican las ecuaciones 3.12 y 3.16. La única diferencia entre estas dos mediciones es que la potencia activa se obtiene dividiendo la sumatoria total entre el número de muestras, mientras que la energía activa se determina con solo obtener la sumatoria.

Dado que ambas variables se calculan a partir de la multiplicación de las muestras de voltaje y corriente, los factores de escalamiento determinados para la potencia activa en el dominio del tiempo (mostrados en la tabla 6.11) son también válidos para el escalamiento de la energía activa. Los resultados de las pruebas realizadas a esta medición se muestran en la tabla 6.27.

Voltaje	Corriente	Tiempo	Valor Real	Valor Medido			Error	<sup>,</sup> porcentua	al (%)
(Volts)	(Amperes)	(horas)	( <b>kW-h</b> )	Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
127	0.05	1	0.00635	0.005	0.005	0.005	21.2598	21.2598	21.2598
127	5	1	0.635	0.633	0.635	0.635	0.3150	0.0000	0.0000
127	10	1	1.27	1.27	1.271	1.271	0.0000	0.0787	0.0787
127	25	1	3.175	3.18	3.181	3.181	0.1575	0.1890	0.1890

Tabla 6.27 Pruebas de medición de energía activa.

#### 6.4.6. Frecuencia

Dado que la fuente patrón solo es capaz de proporcionar exactamente una frecuencia de 60 Hz, solo se realizó esta medición y se obtuvo un valor medido de 60.00 Hz para un error porcentual del 0%. Adicionalmente, se conectó una fase de la instalación eléctrica al medidor prototipo obteniendo diferentes lecturas alrededor de 60 Hz.

También se observó en forma práctica como el ángulo de fase de voltaje o corriente rota en forma negativa o positiva cuando la frecuencia del sistema es ligeramente menor o mayor a 60 Hz respectivamente.

#### 6.4.7. Mediciones no probadas

No fue posible analizar algunas de las mediciones que el medidor prototipo es capaz de obtener, ya que no se cuenta con un patrón que pueda generar señales sinusoidales con componentes armónicas controladas. Las mediciones no probadas son THD de voltaje y corriente, espectro de frecuencia de voltaje y corriente, potencia de distorsión y factor de distorsión.

### 6.5. Pruebas funcionales de comunicación

Dado que los equipos de comunicación son un producto comercial, estos no son analizados en forma particular, sino que se realizan pruebas funcionales a todo el sistema como conjunto. Para ello, solamente se verifica que el sistema opere correctamente, controlando y supervisando los dispositivos dentro de la red. En el caso del MPI, se transmiten todos los comandos que este es capaz de recibir y se documenta la respuesta en la tabla 6.28.

Identificador de Comando	Comando	Respuesta del MPI
1	~VFA:	VFA=127.02,
2	~V1A:	V1A=126.97,
3	~VAA:	VAA=339.67,
4	~IFA:	IIA=20.010,
5	~I1A:	I1A=20.010,
6	~IAA:	IAA=323.34,
7	~EAA:	EAA=+000.482,
8	~PFA:	PFA=+2.542,
9	~QFA:	QFA=-0.002,
10	~QDA:	QDA=0.000,
11	~QTA:	QTA=0.000,
12	~CFA:	CFA=2.542,
13	~SFA:	SFA=2.542,
14	~FEA:	FEA=+1.0000,
15	~FIA:	FIA=+1.0000,
16	~FPA:	FPA=+1.0000,
17	~DVA:	DVA=00.000,
18	~DIA:	DIA=00.000,
19	~FFA:	FFA=60.070,
20	~MFA:	MFA:VFA=126.99,V1A=126.98,VAA=271.64,IFA=19.988,I1A=19.988,IAA=271.64, EAA=+000.985,PFA=+2.541,QFA=-0.015,QDA=0.000,QTA=0.008,CFA=2.542,SFA=2.542, FEA=+1.0000,FIA=+1.0000,FPA=+1.0000,DVA=00.303,DIA=00.367,FFA=00.000,
21	~SVA:	SVA:3582,7017,10308,13293,15644,17349,18462,18887,18458,17272,15583,13094, 10163,6920,3406,-177,-3887,-7354,-10620,-13593,-15920,-17606,-18687,-19101, -18619,-17408,-15673,-13263,-10368,-7089,-3633,-70,
22	~SIA:	SIA:12792,12940,12661,11805,10509,8851,6866,4554,2116,-356,-2885,-5315,-759 7,-9514,-11095,-12255,-12843,-12979,-12680,-11799,-10501,-8853,-6871,-4623,-2230 ,336,2860,5294,7578,9443,11045,12225,
23	~AVA:	AVA:-148+0j,-10839-15511j,-17+63j,50+4j,-30+25j,-6+12j,-20+17j,-38+6j,-14+8 j,10-4j,-3+8j,-21+4j,-7+12j,-6+10j,-11+1j,-5+11j,
24	~AIA:	AIA:-74+0j,1348-12905j,-34+36j,-1+51j,-23+16j,-8+34j,-16+1j,-7+19j,-6+3j,-2 8+20j,-6+10j,-9-3j,-9+6j,-6+4j,-11+5j,-11+4j,
25	****	Localidad Libre
26	****	Localidad Libre
27	****	Localidad Libre

Tabla 6.28 Respuesta de los comandos que soporta el MPI por radio.

Identificador de Comando	Comando	Respuesta del MPI
28	****	Localidad Libre
29	****	Localidad Libre
30	****	Localidad Libre
31	~VFB:	VFB=127.10,
32	~V1B:	V1B=127.08,
33	~VAB:	VAB=086.79,
34	~IFB:	IFB=19.997,
35	~I1B:	I1B=19.990,
36	~IAB:	IAB=217.14,
37	~EAB:	EAB=+001.297,
38	~PFB:	PPB=+2.536,
39	~QFB:	QFB=-0.008,
40	~QDB:	QDB=0.000,
41	~QTB:	QTB=0.000,
42	~CFB:	CFB=2.544,
43	~SFB:	SFB=2.535,
44	~FEB:	FEB=+1.0000,
45	~FIB:	FIB=+1.0000,
46	~FPB:	FPB=+1.0000,
47	~DVB:	DVB=00.000,
48	~DIB:	DIB=00.364,
49	~FFB:	FFB=60.095,
50	~MFB:	MFB:VFB=126.83,V1B=126.83,VAB=247.05,IFB=19.982,I1B=19.982,IAB=247.05, EAB=+001.932,PFB=+2.535,QFB=0.012,QDB=0.000,QTB=0.000,CFB=2.535,SFB=2.535, FEB=+1.0000,FIB=+1.0000,FPB=+1.0000,DVB=00.303,DIB=00.000,FFB=60.096,
51	~SVB:	SVB:-1954,1448,5104,8506,11716,14319,16478,17987,18697,18667,18002,16525,14342, 11758,8575,5221,1507,-1924,-5582,-8969,-12263,-14870,-16934,-18355,-19039,-19001,18276, -16804,-14611,-12017,-8864,-5491,
52	~SIB:	SIB:4294,1774,-650,-3199,-5614,-7794,-9684,-11241,-12364,-13009,-13105,-12748,-11854, -10510,-8810,-6760,-4431,-1908,579,3152,5587,7767,9662,11194,12310,12921, 13017,12640,11702,10329,8583,6461,
53	~AVB:	AVB:-172+0j,-8476+16846j,7-29j,113-31j,-6-20j,19+24j,6-6j,13+2j,6-4j,-27+14j,-1-3j, 8-4j,0+0j,-10-21j,-1+0j,46-14j,
54	~AIB:	AIB:-50+0j,-7802+10457j,-13-42j,39+31j,3-25j,-10-7j,3+3j,-6+2j,2-7j,-6-23j,0+1j,15-1j, 7-2j,10+5j,0+1j,-4+8j,
55	****	Localidad Libre
56	****	Localidad Libre
57	****	Localidad Libre
58	****	Localidad Libre
59	****	Localidad Libre
60	****	Localidad Libre
61	~VFC:	VFC=127.02,
62	~V1C:	V1C=126.97,
63	~VAC:	VAC=339.67,

Tabla 6.22 Comandos que soporta el MPI por radio(continuación).

Identificador de Comando	Comando	Respuesta del MPI
64	~IFC:	IIC=20.010,
65	~I1C:	I1C=20.010,
66	~IAC:	IAC=323.34,
67	~EAC:	EAC=+000.482,
68	~PFC:	PFC=+2.542,
69	~QFC:	QFC=-0.002,
70	~QDC:	QDC=0.000,
71	~QTC:	QTC=0.000,
72	~CFC:	CFC=2.542,
73	~SFC:	SFC=2.542,
74	~FEC:	FEC=+1.0000,
75	~FIC:	FIC=+1.0000,
76	~FPC:	FPC=+1.0000,
77	~DVC:	DVC=00.000,
78	~DIC:	DIC=00.000,
79	~FFC:	FFC=60.070,
80	~MFC:	MFC:VFC=126.76,V1C=126.75,VAC=136.29,IFC=20.142,I1C=20.142,IAC=136.29, EAC=+003.151,PFC=+2.554,QFC=0.028,QDC=0.000,QTC=0.012,CFC=2.554,SFC=2.554, FEC=+1.0000,FIC=+1.0000,FPC=+1.0000,DVC=00.605,DIC=00.000,FFC=00.000,
81	~SVC:	SVC:-5596,-1916,1559,5258,8727,11956,14618,16681,18229,18899,18837,18127,16626, 14428,11801,8613,5220,1519,-1925,-5596,-9005,-12273,-14862,-16897,-18290,-18919,- 18873,-18152,-16724,-14568,-12001,-8821,
82	~SIC:	SIC:6233,3882,1305,-1131,-3685,-6088,-8229,-10060,-11514,-12539,-13053,-13019, -12507,-11515,-10074,-8304,-6218,-3913,-1389,1019,3561,5967,8122,10055,11532, 12547,13023,12984,12479,11476,10026,8237,
83	~AVC:	AVC:-124+0j,-17149+18882j,87-41j,0-103j,31-2j,5-52j,5-5j,-12-15j,0+0j,9-8j, 6-4j,-12-12j,-1+4j,22+14j,-4-4j,5+0j,
84	~AIC:	AIC:-9+0j,13077-11158j,37+71j,24+54j,-22+43j,-22+19j,-13+16j,-14-8j,-7+4j,- 12-8j,2+1j,7+9j,1+2j,0+14j,-2+5j,-4+5j,
85	~***:	Localidad Libre
86	~***:	Localidad Libre
87	~***:	Localidad Libre
88	~***:	Localidad Libre
89	~***:	Localidad Libre
90	~***:	Localidad Libre
91	~VTE	1=13361,2=13387,3=13411,
92	~VFE:	1=13380,2=13395,3=13398,
93	~ITE:	1=09260,2=09245,3=09245,
94	~IFE:	1=09276,2=09229,3=09238,
95	~PTE:	1=123791067,2=123478107,3=124069284,
96	~PFE:	1=123974891,2=123870312,3=124234413,

Tabla 6.22 Comandos que soporta el MPI por radio(continuación).

# Capítulo 7 Conclusiones y Recomendaciones

#### 7.1. Conclusiones

El objetivo principal de este trabajo de tesis fue desarrollar un sistema de medición que pudiera ser supervisado y controlado a distancia. Para ello, se realizaron diferentes actividades orientadas al desarrollo del mismo como: la simulación de algoritmos de medición, la programación de los mismos en lenguaje C, pruebas a diferentes circuitos de adecuación de voltaje y corriente, así como a dos métodos distintos para la digitalización de señales analógicas (entradas sencilla y diferenciales en el ADC), se analizaron diferentes opciones y fabricantes para la selección del sistema de comunicación, se aplicaron métodos estadísticos para el ajuste y escalamiento de mediciones eléctricas (regresión lineal por mínimos cuadrados), entra otras actividades.

La elaboración de esta tesis, así como las actividades mencionadas, permitieron determinar las conclusiones que se exponen en este capítulo. La mayoría de estas se derivan de los capítulos 3 y 6. En el capítulo 3 fueron simulados y analizados los algoritmos de medición, mientras que en el capítulo 6, se analizaron estos mismos, pero implementados en un sistema embebido con señales reales de voltaje y corriente. En consecuencia, del capítulo 3 se determinaron conclusiones sobre los algoritmos de medición; mientras que del capítulo 6, se determinaron los factores adversos que afectaron las mediciones de potencia y algunas formas para mejorar la exactitud de las mismas en un sistema embebido.

Una de las conclusiones derivadas de este trabajo es que los algoritmos de medición en el dominio del tiempo son una buena opción para efectuar las mediciones eléctricas más comunes como: energía activa, valores eficaces de voltaje y corriente, potencia activa, reactiva y aparente. Estos algoritmos son más sencillos de implementar que los algoritmos en el dominio de la frecuencia, ya que trabajan directamente con las muestras obtenidas por el convertidor analógico-digital. Sin embargo, no es posible implementar mediciones de potencia en los cuatro cuadrantes del plano PQ, empleando solo algoritmos en el dominio del tiempo, ya que la potencia reactiva es determinada en base a la ecuación 3.22, que ante cualquier situación, entrega un resultado positivo. Esto implica que la potencia reactiva tendrá un valor positivo incluso ante condiciones de carga resistiva-capacitiva; esto implica que el algoritmo en el dominio del tiempo no es capaz de distinguir, por sí mismo, entre carga inductiva o capacitiva.

No obstante, existen técnicas como la DFT por correlación que permite determinar la magnitud y el ángulo de fase de la componente fundamental de la señal de interés o alguno de sus armónicos. En consecuencia, es posible utilizar este método para complementar al algoritmo en el dominio del tiempo y corregir los resultados de potencia reactiva. Adicionalmente, el hecho de conocer la componente fundamental de una señal, permite calcular la distorsión armónica total de la misma.

La DFT por correlación convierte una determinada componente de la señal de interés al dominio de la frecuencia; sin embargo, este método resulta impráctico para llevar a cabo mediciones que consideren más de una componente del espectro de frecuencia. Esto se debe a que la DFT solo puede obtener una sola componente del espectro a la vez. Por lo tanto, sería necesario aplicar el método n veces para obtener n componentes del espectro de frecuencia.

A diferencia de la DFT que debe ser ejecutada una vez por cada componente del espectro, la FFT realiza una serie de cálculos que le permiten obtener todas las componentes del espectro de frecuencia al mismo tiempo, con una sola ejecución del método, y con menos operaciones en total que aplicando una DFT por cada componente. Por tal motivo, es preferible utilizar la FFT cuando se pretende analizar varias o todas las componentes del espectro.

Debido a esto, los algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia son preferentemente implementados utilizando la FFT para convertir la señal de interés al dominio de la frecuencia. Este tipo de algoritmos permiten realizar todas las mediciones que se efectúan en el dominio del tiempo y algunas otras más. Aunque los algoritmos en el dominio de la frecuencia son relativamente más difíciles de implementar, estos justifican su aplicación si se requiere conocer el contenido armónico de las señales bajo análisis, así como las mediciones relacionadas con el tetraedro de potencia como el factor de desplazamiento, factor de distorsión y potencia de distorsión.

Por otro lado, en base a los resultados de simulación presentados en la sección 3.5 de esta tesis, es posible afirmar que la exactitud de los algoritmos de medición de variables eléctricas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia es semejante. Ante las mismas condiciones, ambos métodos obtienen el mismo resultado para un grupo de muestras determinado; hasta en los casos en que la medición fue incorrecta, ambos presentaron errores similares al ser comparados contra el valor real de cada medición. Incluso al implementar estos algoritmos en el sistema embebido, las pruebas de exactitud del MPI, expuestas en la sección 6.4, no permitieron afirmar la superioridad de alguno de los dos. La única ventaja clara que presentan los algoritmos en el dominio de la frecuencia, y que repercute directamente en la precisión de los mismos, es su capacidad de filtrar componentes específicas del espectro (comúnmente la componente de corriente directa). Esta situación pudo apreciarse fácilmente, durante el escalamiento de la señal de voltaje comparando las escalas bajas de las figuras 6.3 y 6.4, donde el algoritmo en el dominio de la frecuencia fue capaz de filtrar el ruido introducido por el periférico PRACMP2 del MCU.

También durante el proceso de escalamiento, fue posible apreciar que la compensación del atraso de la señal de corriente, provocada por el uso del TC como sensor de la misma, es un parámetro crítico en la calibración del aparato de medición. Si dicha calibración es incorrecta, todas las mediciones de potencia y energía se verán seriamente afectadas, en función del grado de error en la calibración. Sin embargo, un parámetro aun más crítico es la frecuencia de muestreo del ADC; ya que un mal ajuste del mismo provoca inestabilidad en todas las mediciones. Esto es debido a que todas las ecuaciones de variables eléctricas están definidas para un periodo de señal; por lo tanto, una frecuencia de muestreo ligeramente menor o mayor provoca que se digitalicen periodos incompletos o más de un periodo de la señal de interés, respectivamente.

En cuanto a la exactitud de las mediciones analizadas, el uso de diferentes factores de escalamiento para una misma variable eléctrica permitió mejorar ligeramente la exactitud de las mediciones resultantes, ya que los valores de los estimadores  $\beta_0$  y  $\beta_1$  son ligeramente distintos, si la escala se analiza en su totalidad (todo el rango de medición) o por secciones. En relación a esto, se observó también que el coeficiente de determinación lineal (obtenido durante el proceso de escalamiento de la sección 6.3) permite pronosticar la exactitud de la mediciones implementadas, ya que indica la certidumbre de la ecuación de regresión lineal que fue utilizada para escalar cada medición, o las diferentes escalas de la misma.

Analizando de manera particular las mediciones implementadas, la medición de voltaje eficaz mostró un buen desempeño en el rango entre 80 y 200 Volts, tomando en cuenta que la media del error porcentual se ubicó por debajo de 0,15% (vea sección 6.4.1). No obstante, la medición tiende a volverse imprecisa conforme se aproxima a cero. Esta situación es debido al método utilizado para digitalizar la señal de voltaje, donde las diferentes formas de onda se obtienen restando el resultado de la conversión de una fase, menos el resultado de la conversión del hilo neutro (para voltajes de línea a neutro) o de otra fase (para voltajes entre líneas). Una ventaja de este método es que permite obtener cualquier voltaje (de línea a neutro o entre líneas) por

software, sin modificar la conexión del MPI con el circuito eléctrico bajo análisis; sin embargo, su desventaja es que cualquier voltaje depende de la resta de dos conversiones por cada muestra, implicando una doble aproximación y un doble error de truncamiento en el ADC que afecta, principalmente, a las conversiones con baja amplitud de onda.

La medición de corriente eficaz presenta también una buena exactitud, considerando que la media del error porcentual está por debajo del 0.15%, y en los mejores casos, alrededor del 0,05% (vea sección 6.4.2). Además muestra el mismo desempeño en toda su escala, incluso con bajas amplitudes de onda (a diferencia de la medición de voltaje eficaz). Lo anterior se debe al uso de entradas diferenciales en el proceso de digitalización que se encargan de restar por hardware la señal presente en la terminal positiva, menos la señal que registre la terminal negativa, entregando solo una señal resultante al ADC para efectuar una sola conversión. Lo anterior también permite eliminar el voltaje de desplazamiento junto con el ruido que este pudiera introducir a la medición, haciéndola menos propensa a variaciones.

La medición del ángulo de desfasamiento entre el fasor de voltaje y corriente (que indica también el ángulo resultante de la potencia aparente) mostró un excelente desempeño con un error medio del 0,06% (vea sección 6.4.4). El alto grado de exactitud de esta medición, en todos los cuadrantes del plano PQ, indica el correcto funcionamiento del algoritmo de la FFT.

La medición de frecuencia presentó un error del 0% al obtener una lectura exacta de 60 Hz vea sección 6.4.6), demostrando también la correcta implementación del algoritmo de medición de frecuencia por cruces por cero.

Las mediciones de energía y potencia (P, Q, S y fp) mostraron los mayores porcentajes de error de todas las mediciones implementadas (vea secciones 6.4.3 y 6.4.5). No obstante que los algoritmos utilizados demostraron ser sumamente exactos en la etapa de simulación expuesta en el capítulo 3, las pruebas de exactitud muestran errores con baja amplitud de corriente. Estas mediciones son principalmente afectadas por los siguientes factores adversos:

- a) Errores de precisión en el ADC ante señales de baja amplitud.
- b) Medición de voltaje imprecisa debido al método de digitalización de la señal, a partir de dos conversiones del ADC.
- c) Errores de truncamiento en cálculos de variables eléctricas.
- d) Acumulación de errores en variables que dependen de otras.

Tomando en cuenta que las mediciones de potencia y energía se obtienen a partir de la multiplicación de los valores instantáneos de las señales de voltaje y corriente, y considerando también, la forma en que estos son digitalizadas; esto implica que una sola muestra de la señal de potencia instantánea involucra tres diferentes conversiones (dos conversiones para el voltaje y una para la corriente) que introducen un cierto error adicional a estas mediciones. Considerando lo anterior, la medición de potencia reactiva presenta el peor desempeño de todas las mediciones

implementadas debido a que es afectada por todos los aspectos negativos señalados; sin embargo, el uso de un amplificador de ganancia dentro en el circuito de adecuación de corriente puede reducir significativamente el error de esta medición, así como en todas las mediciones de potencia y energía.

Respecto al sistema de comunicación, una característica del protocolo ZigBee que lo posiciona como una opción viable para el despliegue de redes locales orientadas a la supervisión y control de sistemas eléctricos de potencia es la creación de redes inalámbricas de tipo malla. Esta característica permite formar redes que abarquen un área extensa con dispositivos de corto alcance, Por otro lado, una de sus principales desventajas es su baja velocidad de transmisión (solo 250 Kbps), sin embargo, esto no representa una limitante ya que la supervisión de mediciones eléctricas y/o el control de activos puede implementarse transmitiendo cadenas de caracteres que no requieren un gran ancho de banda.

### 7.2. Aportaciones

- a) Se adaptó el algoritmo de la FFT descrito en [31] para obtener el espectro de frecuencia a partir de una señal discreta. Dicho algoritmo fue simulado en MATLAB® e implementado en el medidor prototipo descrito en este trabajo.
- b) Se desarrolló un herramienta de simulación de mediciones eléctricas (HSME) en MATLAB® que permite generar señales sinusoidales, manipulando la magnitud, el ángulo de fase y el contenido armónico de las mismas para, posteriormente, obtener sus respectivas variables eléctricas en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia.
- c) Se diseño una tarjeta de adecuación de señales que trabaja en forma conjunta con el sistema de desarrollo DEMOEM de Freescale® para hacer mediciones eléctricas reales en un sistemas trifásico. Además, se incluyó en el diseño de la tarjeta de adecuación, el módulo Xbee-ZB de Digi® para proporcionarle comunicación inalámbrica al prototipo.
- d) Los mismos algoritmos de medición descritos en el capítulo 3 y simulados con la HSME, fueron programaron en el microcontrolador MCF51EM256 que forma parte del sistema de desarrollo DEMOEM de Freescale<sup>®</sup>.
- e) Se utilizó el bloque de retardos programables (PDB) del microcontrolador MCF51EM256 para compensar desfasamiento entre las señales de voltaje y corriente provocado por el uso de un TC como sensor de corriente.
- f) Se alcanzó una exactitud igual o superior a +/-0,2% en las mediciones de voltaje eficaz, corriente eficaz, frecuencia y ángulo de fase.

- g) Se implementó el paquete de soluciones Drop-in Networking de Digi® para desplegar un sistema de comunicación bidireccional que permitiera enlazar al medidor prototipo y otros dispositivos inteligentes a internet.
- h) Se comunicó el MPI a un concentrador de datos a través de una red local ZigBee, utilizando el módulo Xbee-ZB como medio de enlace. Además, se comunicaron otros dispositivos inteligentes de Digi® a la red inalámbrica local desplegada por el concentrador.
- i) Se enlazó el concentrador de datos a internet para supervisar y controlar los equipos dentro de la red local desde algún dispositivo móvil o computadora personal con acceso a internet.

#### 7.3. Recomendaciones para trabajos futuros

- a) Utilizar un circuito seguidor de voltaje para generar el voltaje de desplazamiento de los circuitos de adecuación, con la finalidad de mejorar la estabilidad de dicho voltaje, así como de todas las mediciones.
- b) Implementar la medición de voltaje utilizando entradas diferenciales, en lugar de realizar la resta de dos conversiones del ADC. Se recomienda conectar la entrada diferencial positiva al circuito de adecuación de la fase de interés y la entrada diferencial negativa al circuito de adecuación del hilo neutro o tierra física del sistema eléctrico bajo análisis.
- c) Implementar un amplificador de ganancia como parte del circuito de adecuación de corriente, o bien, utilizar un MCU que cuente con amplificadores de ganancia programable en su ADC para mejorar el procesamiento de señales con baja amplitud.
- d) El sistema de medición propuesto se enfocó en la medición de variables eléctricas y la recolección de esta información a través de un sistema de comunicación bidireccional. Como extensión a este trabajo, se propone el desarrollo de una interfaz que permita supervisar e interactuar con un gran número de dispositivos en forma gráfica e interactiva, capaz de almacenar la información generada por los dispositivos y realizar diversos tipos de estudios eléctricos con la misma.
- e) Desarrollar un prototipo que sustituya a la tarjeta DEMOEM, empleando la nueva línea de microcontroladores Kinetis de Freescale® que ofrecen mayor velocidad de procesamiento y un ADC de 24 bits de resolución junto con amplificadores de ganancia programable en sus entradas diferenciales.

# **Referencias**

- [1] Strzelecki, Ryszard, y Grzegorz Benysek. *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*. Londres: Springer, 2008. Impreso.
- [2] Hart, David . "Using AMI to Realize the Smart Grid". Pittsburgh, PA: IEEE, 2008, págs. 1-2. Impreso.
- [3] Zhong, Lin, Rui-min Zheng, y Wei-hong Yang. "Construction of Smart Grid at Information Age," Power System Technology, vol. 33, 2008, págs. 12-18. Impreso.
- [4] Yu, Yi-xin. "Technical Composition of Smart Grid and its Implementation Sequence," *Southern Power System Technology*, vol. 3, 2009, 1-6. Impreso.
- [5] Yu, Yi-xin, y Wen-pengo Luan "Smart Grid," Power and Electrical Engineers, 2008, págs 13-17. Impreso.
- [6] SMB Smart Grid Strategic Group (SG3). "IEC Smart Grid Standardization Roadmap." 2010. <a href="http://www.iec.ch/smartgrid/downloads/sg3\_roadmap.pdf">http://www.iec.ch/smartgrid/downloads/sg3\_roadmap.pdf</a>>.
- [7] Paraskevakos, Theodore . "Sensor Monitoring Device." U. S. Patent #3842208. 1974. Impreso
- [8] Paraskevakos, Theodore "Apparatus and method for remote sensor monitoring, metering and control", U. S. Patent # 4241237, 1984. Impreso
- [9] Amin, Massoud, and Bruce Wollenberg. "Toward a smart grid: power delivery for the 21st century." *Power and Energy Magazine, IEEE.* Vol. 3. No. 5 (2005): 34-41. Impreso.
- [10] "IEEE & Smart Grid IEEE has the expertise to make smart grid a reality." *IEEE Smart Grid*. IEEE. Web. 15 Feb 2012. <a href="http://smartgrid.ieee.org/ieee-smart-grid">http://smartgrid.ieee.org/ieee-smart-grid</a>.
- [11] "NIST and the Smart Grid." NIST Smart Grid. NIST, 15 Nov 2010. Web. 16 Feb 2012. <a href="http://www.nist.gov/smartgrid/nistandsmartgrid.cfm">http://www.nist.gov/smartgrid/nistandsmartgrid.cfm</a>>.
- [12] "Smart Grids European Technology Platform." Smart Grids European technology platform for the electricity networks of the future. ETP Smart Grids. Web. 18 Feb 2012. <a href="http://www.smartgrids.eu/">http://www.smartgrids.eu/</a>>.
- [13] "Smart Grid Research." Carnegie Mellon University. CMU. Web. 16 Feb 2012. <a href="http://www.cmu.edu/homepage/environment/2010/summer/smart-grid-research.shtml">http://www.cmu.edu/homepage/environment/2010/summer/smart-grid-research.shtml</a>>.
- [14] "Smart grid central." NC State University. NC State University, 12 Jun 2011. Web. 3 Mar 2013. <a href="http://www.ncsu.edu/features/2011/06/smart-grid-central/">http://www.ncsu.edu/features/2011/06/smart-grid-central/</a>.
- [15] "About: FREEDM Systems." *FREEDM Systems Center*. NCSU. Web. 3 Mar 2013. <a href="http://www.freedm.ncsu.edu/index.php?s=1&p=6">http://www.freedm.ncsu.edu/index.php?s=1&p=6</a>>

- [16] "\$5 million partnership with the University of Sydney to power EnergyAustralia's smart grid." The University of Sidney. University of Sidney. Web. 3 Mar 2012. <a href="http://www.ee.usyd.edu.au/about/smart-grid.html">http://www.ee.usyd.edu.au/about/smart-grid.html</a>>.
- [17] "RESEARCH." The University of Sidney. University of Sidney. Web. 3 Mar 2012. <a href="http://www.ee.usyd.edu.au/Research/index.html">http://www.ee.usyd.edu.au/Research/index.html</a>
- [18] Tam, Kes. "A Low-Cost Single-Phase Electricity Meter Using the MSP430C11x." *Texas Instruments Application Report* SLAA075. (1999): 1-19. Web. 13 Mar. 2012.
- [19] Schauer, Stefan, and Kripasagar Venkat,. "Implementing An Electronic Watt-Hour Meter With MSP430FE42x(A)/FE42x2." *Texas Instruments Application Report* SLAA203C. (2009): 1-32. Web. 13 Mar. 2012.
- [20] Knirsch, Paulo. "MCF51EM256 Performance Assessment with Algorithms Used in Metering Applications." *Freescale Semiconductor Application Note* AN3896. Rev. 0 (2009): 1-24. Web. 15 Mar. 2012.
- [21] Harris, Inga. "Differences Between Controller Continuum ADC Modules 12-bit ADC vs. 16-bit ADC." *Freescale Semiconductor Application Note* AN3827. Rev. 1 (2010): 1-14. Web. 17 Mar. 2012.
- [22] Harris, Inga. "ADC16 Calibration Procedure and Programmable Delay Block Synchronization For the MCF51EM256." *Freescale Semiconductor Application Note* AN3949. Rev. 1 (2010):1-16. Web. 20 Mar 2012.
- [23] Guzmám, Alejandra, Luis Puebla, and Saul Salazar. "LCD Driver Specification." Freescale Semiconductor Application Note AN3796. Rev. 4 (2011): 1-26. Web. 5 Feb. 2012.
- [24] Li, Zhao, Hirokazu Higa, and Ed Martinez. "Implementation of a 128-Point FFT on the MRC6011 Device." *Freescale Semiconductor Application Note* AN2768. Rev. 0 (2004): 1-32. Web. 10 May 2012.
- [25] Šlosarčík, Luděk. "FFT-Based Algorithm for Metering Applications." Freescale Semiconductor Application Note AN4255. Rev. 0 (2011): 1-16. Web. 23 Mar. 2012.
- [26] "MQX-Enabled MCF51EM256 Single-Phase Electricity Meter Reference Design." Design Reference Manual DRM121. Rev. 0 (2011): 1-93. Web. 7 Oct. 2012.
- [27] "MQX-Enabled MK30X256 Single-Phase Electricity Meter Reference Design." Design Reference Manual DRM122. Rev. 0 (2011): 1-83. Web. 7 Oct. 2012.
- [28] Padilla, Polo, Gilberto Enriquez, and Raúl Cortés. *Desarrollo de un Sistema de Medición de Variables Eléctricas para un Sistema de Medición de Baja Tensión Tipo Industrial*. SEPI-ESIME, 2006. Impreso.
- [29] Hernandez, Blanca, and Raúl Cortés. *Diseño e Implementación de un Medidor Síncrono Normalizado con el Estándar IEEE C37.118.* México, D.F.: SEPI-ESIME, 2009. Impreso.
- [30] Olvera, Jorge, and Amadeo Argüelles. Diseño de un medidor eléctrico digital de prepago. México, D.F.: IPN-CIC, 2003. Impreso.
- [31] Smith, Steven. *The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*. 2nd ed. San Diego, California: California Technical Publishing, 1999. Impreso.
- [32] White, David. Smart Grid Maturity Model: Model Definition A Framework for Smart Grid Transformation. Version 1.1. Carnegie Mellon University, 2010. Impreso.
- [33] Farhangi, Hassan. "The path of the smart grid." *Power and Energy Magazine, IEEE*. vol. 8.no. 1 (2010): págs. 18-28. Impreso.
- [34] Smart Grid Demostrations Overview. Electric Power Research Institute , 2009. Impreso.
- [35] "IEEE & Smart Grid What is the Smart Grid?" *IEEE Smart Grid*. IEEE. Web. 15 Feb 2012. <a href="http://smartgrid.ieee.org/ieee-smart-grid">http://smartgrid.ieee.org/ieee-smart-grid</a>
- [36] "Understanding the Potential of Smart Grid Data Analytics." *eMeter A Siemens Business*. Siemens, Ene. 2012. Web. 12 May. 2012. <a href="http://www.emeter.com/documents/anylst-papers/Understanding-the-Potential-of-Smart-Grid-Data-Analytics.pdf">http://www.emeter.com/documents/anylst-papers/Understanding-the-Potential-of-Smart-Grid-Data-Analytics.pdf</a>>.
- [37] "What is a Smart Grid?." Smart Grid Information Clearinghouse. SGIC. Web. 22 Jun. 2012. <a href="http://www.sgiclearinghouse.org/LearnMore#t3">http://www.sgiclearinghouse.org/LearnMore#t3</a>>.
- [38] A vision for the smart grid. National Energy Technology Laboratory, Jun. 2009. Impreso.
- [39] NIST Framework and Roadmap for Smart Grid Interoperability Standards. Release 1.0. National Institute of Standards and Technology, 2010. Impreso.
- [40] *Report to NIST on the Smart Grid Interoperability Standards Roadmap*. Electric Power Research Institute, 2009. Impreso.
- [41] "Advanced Metering Infrastructure (AMI)." *Smart Grid Information Clearinghouse*. SGIC. Web. 10 Nov 2013. <a href="http://www.sgiclearinghouse.org/Technologies?q=node/2167">http://www.sgiclearinghouse.org/Technologies?q=node/2167</a>>.
- [42] Accuracy of Digital Electricity Meters. Palo Alto, California: Electric Power Research Institute, 2010. Impreso.
- [43] "SmartMeter<sup>™</sup> Network—How It Works." *Pacific Gas and Electric*. PG&E. Web. 4 May. 2012. <a href="http://www.pge.com/en/myhome/customerservice/smartmeter/howitworks/index.page">http://www.pge.com/en/myhome/customerservice/smartmeter/howitworks/index.page</a>>.

- [44] Queen, Ellery. Smart Meters and Smart Meter Systems: A Metering Industry Perspective. Washington, D.C.: Edison Electric Institute, 2011. Impreso.
- [45] Güngör, Vehbi, Lu Bin, and Gerhard Hancke. "Opportunities and Challenges of Wireless Sensor Networks in Smart Grid." *Industrial Electronics, IEEE Transactions*. Vol. 57. No. 10 (2010): págs. 3557-64. Impreso.
- [46] Güngör, Vehbi, Dilan Sahin, et al. "Smart Grid Technologies: Communication Technologies and Standards." *Industrial Informatics, IEEE Transactions*. Vol. 7. No. 4 (2011): págs. 529-39. Impreso.
- [47] Balakrishnan, Meera, and Martin Mienkina. *Designing Smart Meters for the Smart Grid*. Freescale Semiconductor, Web. 21/May/12.<http://www.freescale.com/files/training\_pdf/WBNR\_SMARTMETER.pdf>
- [48] Ahmad, S. "Smart metering and home automation solutions for the next decade." *Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC), 2011 International Conference*. (2011): Págs. 200-04. Impreso.
- [49] National Energy Technology Laboratory. "A COMPENDIUM OF SMART GRID TECHNOLOGIES." NETL Modern Grid Strategy Powering our 21st-Century Economy. V 2.0. (2009): Impreso.
- [50] Collin, Zeev. "Narrowband PLC and the power line medium." *EE Times*. UBM Tech, 13 Feb. 2012. Web. 11 Nov 2012. <a href="http://www.eetimes.com/document.asp?doc\_id=1279411>">http://www.eetimes.com/document.asp?doc\_id=1279411></a>.
- [51] "TWACS® Technology." *Aclara PLC*. Aclara®. Web. 5 Sept 2012. <a href="http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx>">http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx">http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx">http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx<">http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx">http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx"</a>">http://www.aclaratech.com/AclaraPLS/pages/default.aspx"</a>"
- [52] Oppenheim, Alan, Alan Willsky, and Hamid Nawab. *Signals y Systems*. 2nd ed. Englewood Cliffs, New Jersey: Pearson PrenticeHall, 1996. Impreso.
- [53] Weisstein, Eric . "Danielson-Lanczos Lemma." *Wolfram MathWorld*. Wolfram Research, 6 Nov 2013. Web. 11 Nov 2013. <a href="http://mathworld.wolfram.com/about/author.html">http://mathworld.wolfram.com/about/author.html</a>.
- [54] "AlwaysLearn." *The Twiddle Factor*. N.p.. Web. 1 Nov 2011. <http://www.alwayslearn.com/DFT%20and%20FFT%20Tutorial/DFTandFFT\_FFT\_TwiddleFactor.html >.
- [55] "AlwaysLearn." *The Butterfly Diagram.* N.p.. Web. 1 Nov 2011. <www.alwayslearn.com/DFT%20and%20FFT%20Tutorial/DFTandFFT\_FFT\_TheButterflyDiagram.html >.
- [56] "AlwaysLearn." An 8 Input Butterfly. N.p.. Web. 1 Nov. 2011. <www.alwayslearn.com/DFT%20and%20FFT%20Tutorial/DFTandFFT\_FFT\_Butterfly\_8\_Input.html >.
- [57] Fink, Donald, and Wayne Beaty. Manual de ingeniería eléctrica. 3a ed. McGraw-Hill, 1996. Impreso.
- [58] Hayt, William, and Jack Kemmerly. Análisis de Circuitos en Ingeniería. 5ta ed. McGraw-Hill, 1996. Impreso.
- [59] Akagi, Hirofumi, Etson Watanabe, and Mauricio Aredes. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007. Impreso.
- [60] *MCF51EM Smart metering made easy with V1 ColdFire MCU*. Rev 0. Freescale Semiconductor, 2009. Impreso.
- [61] *DEMOEM Lab Tutorial V1 ColdFire MCU for Smart Metering*. Rev 0. Freescale Semiconductor, 2010. Impreso.
- [62] KPS Series 5 to 15W AC-DC Board Mount Power Supplies. Rev. A3. San Diego, California: Lamba, 2007. Impreso.
- [63] AC1050 50 Amp Current Transformer. Houston, TX: Amveco Magnetics, Impreso.
- [64] RXM-GPS-SG SG SERIES GPS RECEIVER MODULE DATA GUIDE. Merlin, Oregon: Linx Technologies, 2010. Impreso.
- [65] RXM-SG GPS Module w/Ext Antenna (#28505). v1.0. Parallax, 2010. Impreso.
- [66] XBee® & XBee-PRO® ZB ZigBee Embedded RF Module Family for OEMs. Digi Internacional, 2010. Impreso.
- [67] "XBee® ZB RF modules utilizing the ZigBee PRO Feature Set." *Digi Your M2M Expert*. Digi International . Web. 11 Nov 2013. <a href="http://www.digi.com/products/wireless-wired-embedded-solutions/zigbee-rfmodules/zigbee-mesh-module/xbee-zb-modules">http://www.digi.com/products/wireless-wired-embedded-solutions/zigbee-rfmodules/zigbee-mesh-module/xbee-zb-modules</a>.
- [68] Digi XBee Smart Plug™ ZigBee® Energy Manager. Digi International, 2010. Impreso.
- [69] "Digi XBee Smart Plug<sup>™</sup> ZB ZigBee® energy manager."*Digi Your M2M Expert*. Digi International. Web. 2 Oct. 2012. <a href="http://www.digi.com/products/wireless-modems-peripherals/wireless-range-extenders-peripherals/xbee-smart-plug-zb">http://www.digi.com/products/wireless-modems-peripherals/wireless-range-extenders-peripherals/xbee-smart-plug-zb</a>>.
- [70] XBee® Sensors Compact Battery Powered Sensors with Integrated ZigBee®. Digi International, 2011. Impreso.
- [71] "XBee® Sensors Real-time environmental data using ZigBee® networks." *Digi Your M2M Expert*. Digi International. Web. 1 Nov 2012. <a href="http://www.digi.com/products/wireless-modems-peripherals/wireless-range-extenders-peripherals/xbee-sensors">http://www.digi.com/products/wireless-modems-peripherals/wireless-range-extenders-peripherals/xbee-sensors</a>>.

- [72] "XStick® USB Adapters USB to XBee wireless adapter." *Digi Your M2M Expert*. Digi International. Web. 1 Nov 2012. <a href="http://www.digi.com/products/wireless-modems-peripherals/wireless-range-extenders-peripherals/xstick">http://www.digi.com/products/wireless-modems-peripherals/wireless-range-extenders-peripherals/xstick</a>.
- [73] XStick® USB to XBee® Wireless PAN Adapter for Laptops & PCs. Digi International, 2010. Impreso.
- [74] Farahani, Shahin. ZigBee Wireless Networks and Transceivers. Burlington, MA: Elsevier, 2008. Impreso.
- [75] XBee®/XBee-PRO® ZB RF Modules. Minnetonka, MN: Digi International, 2011. Impreso.
- [76] *DEMOEM Schematics*. Watertown, MA: P&E Microcomputer Systems, Web. <a href="http://cache.freescale.com/files/32bit/hardware\_tools/schematics/DEMOEMSC.pdf">http://cache.freescale.com/files/32bit/hardware\_tools/schematics/DEMOEMSC.pdf</a>.
- [77] Module 1: Getting Started With Altium Designer. Altium, 2009. Impreso.
- [78] *iDigi Gateway Development Kit Getting Started Guide Wireless WAN Version*. Digi International, 2011. Impreso.
- [79] Mendenhall, William, Robert Beaver, and Barbara Beaver. *Introducción a la probabilidad y estadística*. 13a ed. México, D.F.: Cengage Learning, 2010. Impreso.
- [80] DEMOEM User Manual. version 1.02. Watertown, MA: P&E Microcomputer Systems, 2009. Impreso.
- [81] *MCF51EM256 Series ColdFire*® *Integrated Microcontroller Reference Manual*. Rev. 7. Freescale Semiconductor, 2009. Impreso.
- [82] FAQs: Drop-in Networking. Digi International, 2007. Impreso.
- [83] Zigbee Specification 053474r17. Ver. r17. San Ramon, CA: ZigBee Alliance, 2008. Impreso.
- [84] "ZigBee® Low cost, low power, wireless networking for device monitoring and control." *Digi Your M2M Expert.* Digi International. Web. 7 Nov. 2012. <a href="http://www.digi.com/technology/rf-articles/wireless-zigbee">http://www.digi.com/technology/rf-articles/wireless-zigbee</a>>.
- [85] Faludi, Robert . Building Wireless Sensor Networks. Sebastopol, CA: O'Reilly Media, 2011. Impreso.

# Apéndice A Cálculo de Valores Exactos de Variables Eléctricas para Casos de Estudio.

En este apéndice se determinan las variables eléctricas de los casos de estudio presentados en el capítulo 3, pero empleando ecuaciones en el dominio del tiempo para señales continuas, aprovechando que las ecuaciones de las onda de voltaje y corriente son conocidas. Los valores aquí calculados son considerados como los valores exactos de las variables eléctricas de cada caso de estudio y son comparados con los resultados que arrojan los algoritmos de medición analizados en el capítulo 3.

Casi todas las variables calculadas en este apéndice son obtenidas utilizando ecuaciones en el dominio del tiempo, excepto en el caso de la potencia reactiva (Q), la potencia de distorsión (D) y la potencia compleja (S<sub>PQ</sub>). Estas tres variables son calculadas en el dominio de la frecuencia, deduciendo el espectro de las señales de voltaje y corriente a partir de las ecuaciones que definen sus formas de onda. Se calcula también la potencia reactiva total (Q'), obteniendo la suma vectorial de la potencia reactiva y la potencia de distorsión. Para el cálculo de la energía, se supone que las señales de voltaje y corriente permanecen en estado estacionario por un tiempo de 30 minutos. Se considera también que la frecuencia de la componente fundamental es de 60 Hz, por lo tanto, la frecuencia angular de las señales bajo estudio está dada por:

$$\omega = 2\pi f = 2 \times \pi \times 60 = 120\pi \tag{A.1}$$

A continuación se calculan las variables eléctricas para los cinco casos de estudio del capítulo 3.

#### > <u>Caso 1. Forma de onda de voltaje y corriente en fase sin distorsión armónica.</u>

Sea v(t), la expresión matemática que define la onda del voltaje aplicada a un circuito eléctrico, y sea i(t), la expresión que describe a la onda de corriente que circula a través del mismo circuito, tal que:

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos(\omega t) \tag{A.2}$$

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos(\omega t) \tag{A.3}$$

Entonces, las variables eléctricas derivadas de este par de señales son las siguientes:

a) Contenido armónico de la señal de voltaje  $(V_1, V_2, ..., V_n)$ .

Por inspección de la ecuación A.2, se puede deducir que la señal de voltaje contiene solamente la componente de frecuencia fundamental como se muestra en la tabla A.1.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (V <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (V <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	127√2	127	0	127	0

Tabla A.1 Contenido armónico de la señal de voltaje en forma polar y rectangular del caso 1.

b) Contenido armónico de la señal de corriente  $(I_1, I_2, ..., I_n)$ .

De igual forma, al analizar la ecuación A.3, se observa que la señal de corriente también presenta solo la componente de frecuencia fundamental, como se aprecia en la tabla A.2.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (I <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (I <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	30√2	30	0	30	0

Tabla A.2 Contenido armónico de la señal de corriente en forma polar y rectangular del caso 1.

c) Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.2 en la ecuación 3.18, el voltaje eficaz estará dado por:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{/60}} \left[127\sqrt{2}\cos(\omega t)\right]^{2} dt} = 127 V$$

d) Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.3 en la ecuación 3.18, la corriente eficaz estará dada por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \left[ 30\sqrt{2}\cos(\omega t) \right]^2 dt} = 30 A$$

e) Potencia activa (*P*). Sustituyendo las ecuaciones A.2 y A.3 en la ecuación 3.15, se tiene que:

$$P = \frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{1/60} 127\sqrt{2}\cos(\omega t) \times 30\sqrt{2}\cos(\omega t) \, dt = 3810 \, W$$

f) Energía activa ( $E_{ACT}$ ).

Sustituyendo la potencia activa y el tiempo de consumo en la ecuación 3.17, y dividiendo sobre 60000 para expresar el resultado en kWh, se tiene que:

$$E_{ACT} = 3810 W \times \frac{30 \min}{60000} = 1.905 \, kWh$$

g) Potencia reactiva (Q).

Sustituyendo en la ecuación 3.38 el contenido armónico de las señales de voltaje y corriente deducidos en los incisos a) y b) (en este caso, solo la componente fundamental), la potencia reactiva estará dada por:

$$Q = (0 \times 30) - (127 \times 0) = 0 \, VAr$$

h) Potencia aparente  $(S_{PQ})$ . Sustituyendo los resultados de *P* y *Q* en la ecuación 3.40, se tiene que:

$$S_{PO} = 3810 + j0 = 3810 VA$$

i) Potencia aparente total (S).

Sustituyendo los valores del voltaje eficaz y corriente eficaz en la ecuación 3.20, se obtiene lo siguiente:

 $S = 127 \times 30 = 3810 VA$ 

j) Potencia de distorsión (*D*). Sustituyendo *S* y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.41, se tiene que:

$$D = \sqrt{3810^2 - 3810^2} = 0$$

k) Potencia reactiva total (Q')Sustituyendo *P* y *S* en la ecuación 3.22, se obtiene lo siguiente:

$$Q' = \sqrt{3810^2 - 3810^2} = 0$$

De forma similar, la potencia reactiva total también puede calcularse sustituyendo D y Q en la ecuación 3.43, tal que:

$$Q' = \sqrt{0^2 + 0^2} = 0$$

l) Factor de desplazamiento ( $f_{DESP}$ ). Sustituyendo los valores calculados de P y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.44, se obtiene:

$$f_{DESP} = \frac{3810}{3810} = 1$$

m) Factor de distorsión ( $f_{DIST}$ ). Sustituyendo los valores calculados de  $S_{PQ}$  y S en la ecuación 3.45, se tiene que:

$$f_{DIST} = \frac{3810}{3810} = 1$$

n) Factor de potencia (fp).

Sustituyendo los valores de P y S en la ecuación 3.26, se tiene que:

$$fp = \frac{3810}{3810} = 1$$

O bien, sustituyendo el factor de desplazamiento y el factor de distorsión en la ecuación 3.46, se obtiene el mismo resultado tal que:

$$fp = 1 \times 1 = 1$$

o) Distorsión armónica total de la señal de voltaje (% $THD_V$ ). Sustituyendo  $V_{I RMS}$  y  $V_{RMS}$  en la ecuación 3.48, se tiene que:

$$\% THD_V = \frac{\sqrt{127^2 - 127^2}}{127} \times 100 = 0$$

p) Distorsión armónica total de la señal de corriente (%*THD*<sub>*I*</sub>). Al igual que los cálculos realizados en el inciso o), se sustituye  $I_{I RMS}$  e  $I_{RMS}$  en la ecuación 3.48 y se tiene que:

$$\% THD_I = \frac{\sqrt{30^2 - 30^2}}{30} \times 100 = 0$$

q) Resumen de mediciones.

Los resultados del caso 1 calculados en forma analítica se muestran en las tablas A.3, A.4 y A.5.

Tubiu A.5 Resumen de mediciones dei cuso 1.							
Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).	127	V					
Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).	30	А					
Energía activa ( <i>E</i> <sub>ACT</sub> ).	1.905	kW-h					
Potencia activa (P).	3810	W					
Potencia reactiva (Q).	0	VAr					
Potencia de distorsión (D).	0	VAr					
Potencia reactiva total ( $Q$ ').	0	VAr					
Potencia aparente (S <sub>PQ</sub> ).	3810	VA					
Potencia aparente total (S).	3810	VA					
Factor de desplazamiento $(f_{DESP})$ .	1						
Factor de distorsión (f <sub>DIST</sub> ).	1						
Factor de potencia (fp).	1						
Distorsión armónica total de la señal de voltaje (% <i>THD<sub>v</sub></i> ).	0	%					
Distorsión armónica total de la señal de corriente (% <i>THD</i> <sub>I</sub> ).	0	%					

Tabla A.3 Resumen de mediciones del caso 1.

Tabla A.4 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 1.

Componente	Magnitud	Valor eficaz	Ángulo de fase
	pico (V <sub>n</sub> )	(V <sub>n RMS</sub> )	en grados
Fundamental	127√2	127	0

Tabla A.5 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 1.

Componente	Magnitud	Valor eficaz	Ángulo de fase
	pico (I <sub>n</sub> )	(I <sub>n RMS</sub> )	en grados
Fundamental	30√2	30	0
### • Caso 2. Forma de onda de voltaje y corriente en fase y ambas con distorsión armónica.

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos(\omega t) + 12.7\sqrt{2}\cos(3\omega t)$$
(A.4)

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos(\omega t) + 3\sqrt{2}\cos(3\omega t) + 1.5\sqrt{2}\cos(5\omega t) + 0.75\sqrt{2}\cos(7\omega t)$$
(A.5)

a) Contenido armónico de la señal de voltaje  $(V_1, V_2, ..., V_N)$ .

Por inspección de la ecuación A.4, se puede deducir que la señal de voltaje contiene las componentes mostradas en la tabla A.6.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (V <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (V <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	127√2	127	0	127	0
Tercer Armónico	3	12.7√2	12.7	0	12.7	0

Tabla A.6 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 2.

b) Contenido armónico de la señal de corriente  $(I_1, I_2, ..., I_N)$ .

En forma similar, por inspección de la ecuación A.5, se deducen las diferentes componentes de frecuencia de la señal de corriente, como se muestra en la tabla A7.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (I <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (I <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	30√2	30	0	30	0
Tercer Armónico	3	3√2	3	0	3	0
Quinto Armónico	5	1.5√2	1.5	0	1.5	0
Séptimo Armónico	7	0.75√2	0.75	0	0.75	0

Tabla A.7 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 2.

#### c) Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.4 en la ecuación 3.18, el voltaje eficaz estará dado por:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \left[ 127\sqrt{2}\cos(\omega t) + 12.7\sqrt{2}\cos(3\omega t) \right]^2} dt$$

$$V_{RMS} = \sqrt{60 \times \frac{1629029}{6000}} = 127.633420388 V$$

d) Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ). Sustituyendo la ecuación A.5 en la ecuación 3.18, la corriente eficaz estará dada por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \left[ 30\sqrt{2}\cos(\omega t) + 3\sqrt{2}\cos(3\omega t) + 1.5\sqrt{2}\cos(5\omega t) + 0.75\sqrt{2}\cos(7\omega t) \right]^{2} dt}$$

$$4863$$

$$I_{RMS} = \sqrt{60 \times \frac{4863}{320}} = 30.1962332088 \,A$$

e) Potencia activa (*P*).

Sustituyendo las ecuaciones A.4 y A.5 en la ecuación 3.15, se tiene que:

$$P = \frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{1/60} \left\{ \left[ 127\sqrt{2}\cos(\omega t) + 12.7\sqrt{2}\cos(3\omega t) \right] \dots \times \left[ 30\sqrt{2}\cos(\omega t) + 3\sqrt{2}\cos(3\omega t) + 1.5\sqrt{2}\cos(5\omega t) + 0.75\sqrt{2}\cos(7\omega t) \right] \right\} dt$$

$$P = 60 \times \frac{12827}{200} = 3848.1 \, W$$

f) Energía activa ( $E_{ACT}$ ). Sustituyendo la potencia activa y el tiempo de consumo en la ecuación 3.17, se tiene que:

$$E_{ACT} = 3810 \, W \times \frac{30 \, min}{60000} = 1.92405 \, kWh$$

g) Potencia reactiva (Q).

Sustituyendo en la ecuación 3.38, el contenido armónico de las señales de voltaje y corriente deducidas en los incisos a) y b), la potencia reactiva estará dada por:

$$Q = \{ [(0 \times 30) - (127 \times 0)] + [(0 \times 3) - (12.7 \times 0)] + [(0 \times 1.5) - (0 \times 0)] + [(0 \times 0.75) - (0 \times 0)] \}$$

$$Q = 0 + 0 + 0 + 0 = 0 VAr$$

h) Potencia aparente ( $S_{PQ}$ ). Sustituyendo los resultados de P y Q en la ecuación 3.40, se tiene que:

$$S_{PO} = 3848.1 + j0 = 3848.1 VA$$

i) Potencia aparente total (*S*).

Sustituyendo los valores del voltaje eficaz y corriente eficaz en la ecuación 3.20, se obtiene lo siguiente:

 $S = 127.633420388 \times 30.1962332088 = 3854.04852728 VA$ 

j) Potencia de distorsión (D).

Sustituyendo S y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.41, se tiene que:

$$D = \sqrt{3854.04852728^2 - 3848.1^2} = 214.047753142 VAr$$

k) Potencia reactiva total (Q')Sustituyendo S y P en la ecuación 3.22, se obtiene lo siguiente:

$$Q' = \sqrt{3854.04852728^2 - 3848.1^2} = 214.047753142$$

De forma similar, la potencia reactiva total también puede calcularse sustituyendo  $D \ge Q$  en la ecuación 3.43, tal que:

$$Q' = \sqrt{0^2 + 214.047753142^2} = 214.047753142$$

l) Factor de desplazamiento ( $f_{DESP}$ ).

Sustituyendo los valores calculados de P y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.44, se tiene que:

$$f_{DESP} = \frac{3848.1}{3848.1} = 1$$

m) Factor de distorsión ( $f_{DIST}$ ). Sustituyendo los valores calculados de  $S_{PQ}$  y S en la ecuación 3.45, se tiene que:

$$f_{DIST} = \frac{3848.1}{3854.04852728} = 0.998456551017$$

n) Factor de potencia (*fp*).

Sustituyendo los valores de *P* y *S* en la ecuación 3.26, se tiene que:

$$fp = \frac{3848.1}{3854.04852728} = 0.998456551017$$

O bien, sustituyendo el factor de desplazamiento y el factor de distorsión en la ecuación 3.46, se obtiene el mismo resultado, tal que:

 $fp = 1 \times 0.998456551017 = 0.998456551017$ 

o) Distorsión armónica total de la señal de voltaje (% $THD_V$ ). Sustituyendo  $V_{RMS I}$  y  $V_{RMS}$  en la ecuación 3.47, se tiene que:

$$\% THD_V = \frac{\sqrt{127.633420388^2 - 127^2}}{127} \times 100 = 10\%$$

p) Distorsión armónica total de la señal de corriente (%*THD*<sub>*l*</sub>).

Al igual que los cálculos realizados en el inciso o), se sustituye  $I_{RMS I}$  e  $I_{RMS}$  en la ecuación 3.47 y se tiene que:

$$\% THD_I = \frac{\sqrt{30.1962332088^2 - 30^2}}{30} \times 100 = 11.4564392374$$

q) Resumen de mediciones.

Los resultados del caso 2, obtenidos en forma analítica, se muestran en las tablas A.8, A.9 y A.10.

Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).	127.633420388	V
Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).	30.1962332088	А
Energía activa ( $E_{ACT}$ ).	1.92405	kW-h
Potencia activa (P).	3848.1	W
Potencia reactiva (Q).	0	VAr
Potencia de distorsión (D).	214.047753142	VAr
Potencia reactiva total ( $Q'$ ).	214.047753142	VAr
Potencia aparente $(S_{PQ})$ .	3848.1	VA
Potencia aparente total (S).	3854.04852728	VA
<b>Factor de desplazamiento</b> ( <i>fDESP</i> ).	1	
Factor de distorsión (f <sub>DIST</sub> ).	0.998456551017	
Factor de potencia (fp).	0.998456551017	
Distorsión armónica total de la señal de voltaje (% <i>THD<sub>V</sub></i> ).	10	%
Distorsión armónica total de la señal de corriente (% <i>THD</i> <sub>I</sub> ).	11.4564392374	%

Tabla A.8 Resumen de mediciones del caso 2.

Tabla A.9 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 2.

Componente	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados	
Fundamental	127√2	127	0	
3er. Armónico	12.7√2	12.7	0	

Tabla A.10 Contenido	o armónico de	la señal de	corriente del d	caso 2.
----------------------	---------------	-------------	-----------------	---------

Componente	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	30√2	30	0
3er. Armónico	3√2	3	0
5to. Armónico	1.5√2	1.5	0
7mo. Armónico	0.75√2	0.75	0

 Caso 3. Forma de onda de corriente atrasada con respecto al voltaje sin distorsión armónica.

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right)$$
 (A.6)

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \tag{A.7}$$

a) Contenido armónico de la señal de voltaje  $(V_1, V_2, ..., V_n)$ .

Por inspección de la ecuación A.6, se puede deducir que la señal de voltaje contiene solamente la componente de frecuencia fundamental con las características que se presentan en la tabla A.11.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (V <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (V <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	127√2	127	11.25	124.559730611	24.776470896

Tabla A.11 Contenido armónico de la señal de voltaje en forma polar y rectangular del caso 3.

b) Contenido armónico de la señal de corriente  $(I_1, I_2, ..., I_n)$ .

De forma similar, inspeccionando de la ecuación A.7, se deduce que la señal de corriente contiene solo la componente fundamental, como se muestra en la tabla A.12.

Tabla A.12 Contenido armónico de la señal de corriente en forma polar y rectangular del caso 3.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (I <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (I <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	30√2	30	-11.25	29.4235584121	-5.85270966048

c) Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.6 en la ecuación 3.18, el voltaje eficaz estará dado por:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \left[ 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \right]^2 dt} = 127 V$$

d) Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.7 en la ecuación 3.18, la corriente eficaz estará dada por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{/60}} \left[ 30\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \right]^2 dt} = 30 A$$

e) Potencia activa (P).

Sustituyendo las ecuaciones A.6 y A.7 en la ecuación 3.15, se tiene que:

$$P = \frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{1/60} 127\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \times 30\sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) dt = 3810 W$$
$$P = 1905 \times \sqrt{\sqrt{2} + 2} = 3519.98101887 W$$

f) Energía activa ( $E_{ACT}$ ).

Sustituyendo la potencia activa y el tiempo de consumo en la ecuación 3.17, se tiene que:

$$E_{ACT} = 3519.98101887 \, W \times \frac{30 \, min}{60000} = 1.75999050943 \, kWh$$

g) Potencia reactiva (Q).

Sustituyendo en la ecuación 3.38 el contenido armónico de las señales de voltaje y corriente deducidas en los incisos a) y b) (en este caso, solo la componente fundamental), la potencia reactiva estará dada por:

 $Q = (24.776470896 \times 29.4235584121) - (124.559730611 \times -5.85270966048) = 1458.02387731 \, VAr$ 

h) Potencia aparente ( $S_{PO}$ ).

Sustituyendo los resultados de P y Q en la ecuación 3.40, se tiene que:

 $S_{PQ} = 3519.98101887 + j1458.02387731 = 3810 \, VA$ 

i) Potencia aparente total (S).

Sustituyendo los valores del voltaje eficaz y corriente eficaz en la ecuación 3.20, se obtiene lo siguiente:

$$S = 127 \times 30 = 3810 VA$$

j) Potencia de distorsión (*D*). Sustituyendo *S* y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.41, se tiene que:

$$D = \sqrt{3810^2 - 3810^2} = 0$$

k) Potencia reactiva total (Q')

Sustituyendo S y P en la ecuación 3.22, se obtiene lo siguiente:

$$Q^{'} = \sqrt{3810^2 - 3519.98101887^2} = 1458.02387731$$

De forma similar, la potencia reactiva total también puede calcularse sustituyendo  $D \neq Q$  en la ecuación 3.43 y se tiene que:

$$Q' = \sqrt{0^2 + 1458.02387731^2} = 1458.02387731$$

l) Factor de desplazamiento ( $f_{DESP}$ ).

Sustituyendo los valores calculados de P y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.44, se tiene que:

$$f_{DESP} = \frac{3519.98101887}{3810} = 0.923879532511$$

m) Factor de distorsión ( $f_{DIST}$ ). Sustituyendo los valores calculados de  $S_{PQ}$  y S en la ecuación 3.45, se tiene que:

$$f_{DIST} = \frac{3810}{3810} = 1$$

n) Factor de potencia (*fp*).

Sustituyendo los valores de *P* y *S* en la ecuación 3.26, se tiene que:

$$fp = \frac{3519.98101887}{3810} = 0.923879532511$$

O bien, sustituyendo el factor de desplazamiento y el factor de distorsión en la ecuación 3.46, se obtiene el mismo resultado tal que:

 $fp = 0.923879532511 \times 1 = 0.923879532511$ 

o) Distorsión armónica total de la señal de voltaje (%*THD*<sub>V</sub>). Sustituyendo  $V_{RMS I}$  y  $V_{RMS}$  en la ecuación 3.47, se tiene que:

$$\% THD_V = \frac{\sqrt{127^2 - 127^2}}{127} \times 100 = 0$$

p) Distorsión armónica total de la señal de corriente (%*THD*<sub>*I*</sub>). Al igual que los cálculos realizados en el inciso o), se sustituye  $I_{RMS I}$  e  $I_{RMS}$  en la ecuación 3.47 y se tiene que:

$$\% THD_I = \frac{\sqrt{30^2 - 30^2}}{30} \times 100 = 0$$

a) Resumen de mediciones.

Los resultados del caso 3, calculados en forma analítica, se muestran en las tablas A.13, A.14 y A.15.

Tubla A.15 Resumen de médiciones del cuso 5.				
Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).	127	v		
Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).	30	А		
Energía activa ( $E_{ACT}$ ).	1.75999050943	kW-h		
Potencia activa (P).	3519.98101887	W		
Potencia reactiva (Q).	1458.02387731	VAr		
Potencia de distorsión (D).	0	VAr		
Potencia reactiva total (Q').	1458.02387731	VAr		
Potencia aparente ( $S_{PQ}$ ).	3810	VA		
Potencia aparente total (S).	3810	VA		
Factor de desplazamiento $(f_{DESP})$ .	0.923879532511			
Factor de distorsión (f <sub>DIST</sub> ).	1			
Factor de potencia (fp).	0.923879532511			
<b>Distorsión armónica total de la señal de voltaje (%THD</b> <sub>V</sub> ).	0	%		
Distorsión armónica total de la señal de corriente (% <i>THD</i> <sub>1</sub> ).	0	%		

Tabla A.13 Resumen de mediciones del caso 3.

Componente	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	127√2	127	11.25

Tabla A.14 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 3.

Tabla A.15 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 3.

Componente Magnitud pico (I <sub>n</sub> )		Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	30√2	30	-11.25

### • <u>Caso 4. Señal de corriente atrasada con respecto al voltaje, ambas señales con distorsión</u> <u>armónica.</u>

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 12.7\sqrt{2}\cos\left(3\omega t + \frac{\pi}{16}\right)$$
(A.8)

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 1.5\sqrt{2}\cos\left(5\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 0.75\sqrt{2}\cos\left(7\omega t - \frac{\pi}{16}\right) (A.9)$$

a) Contenido armónico de la señal de voltaje ( $V_1$ ,  $V_2$ , ...  $V_N$ ).

Por inspección de la ecuación A.8, se puede deducir que la señal de voltaje contiene las componentes mostradas en la tabla A.16.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (V <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (V <sub>n RMS IMAG</sub> )	
Fundamental	1	127√2	127	11.25	124.559730611	24.776470896	
Tercer Armónico	3	12.7√2	12.7	11.25	12.4559730611	2.4776470896	

Tabla A.16 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 4.

b) Contenido armónico de la señal de corriente  $(I_1, I_2, ..., I_N)$ .

De forma similar, por inspección de la ecuación A.9, se puede deducir que la señal de corriente contiene las componentes mostradas en la tabla A.17.

Tabla A.17 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 4.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase (grados)	Parte real eficaz (I <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (I <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	30√2	30	-11.25	29.4235584121	-5.85270966048
Tercer Armónico	3	3√2	3	-11.25	2.94235584121	-0.585270966048
Quinto Armónico	5	1.5√2	1.5	-11.25	1.4711779206	-0.292635483024
Séptimo Armónico	7	0.75√2	0.75	-11.25	0.735588960302	-0.146317741512

c) Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.8 en la ecuación 3.18, el voltaje eficaz estará dado por:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \left[ 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 12.7\sqrt{2}\cos\left(3\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \right]^2} dt$$
$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{60 \times \frac{1629029}{6000}}{6000}} = 127.633420388 V$$

d) Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.9 en la ecuación 3.18, la corriente eficaz estará dada por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{1/_{60}} \left[ 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 1.5\sqrt{2}\cos\left(5\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 0.75\sqrt{2}\cos\left(7\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \right]^{2} dt}$$
$$I_{RMS} = \sqrt{60 \times \frac{4863}{320}} = 30.1962332088 A$$

e) Potencia activa (*P*).

Sustituyendo las ecuaciones A.8 y A.9 en la ecuación 3.15, se tiene que:

$$P = \frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{1/60} \left\{ \left[ 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 12.7\sqrt{2}\cos\left(3\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \right] \left[ 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 1.5\sqrt{2}\cos\left(5\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 0.75\sqrt{2}\cos\left(7\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \right] \right\} dt$$

$$P = 60 \times \frac{12827 \times \sqrt{\sqrt{2} + 2}}{400} = 3555.18082906 W$$

f) Energía activa ( $E_{ACT}$ ).

Sustituyendo la potencia activa y el tiempo de consumo en la ecuación 3.17, se tiene que:

$$E_{ACT} = 3810 W \times \frac{30 \min}{60000} = 1.77759041453 \, kWh$$

g) Potencia reactiva (Q).

Sustituyendo el contenido armónico de las señales de voltaje y corriente, deducidas en los incisos a) y b), en la ecuación 3.38; la potencia reactiva estará dada por:

$$\begin{split} Q &= \{ [(24.776470896 \times 29.4235584121) - (124.559730611 \times -5.85270966048)] \\ &+ [(2.4776470896 \times 2.94235584121) - (12.4559730611 \times -0.585270966048)] \\ &+ [(0 \times 1.4711779206) - (0 \times -0.292635483024)] \\ &+ [(0 \times 0.735588960302) - (0 \times -0.146317741512)] \} \end{split}$$

= 1472.60411608 VAr

h) Potencia aparente ( $S_{PQ}$ ). Sustituyendo los resultados de P y Q en la ecuación 3.40, se tiene que:

 $S_{PO} = 3555.18082906 + j1472.60411608 = 3848.1 VA$ 

i) Potencia aparente total (*S*).

Sustituyendo los valores del voltaje eficaz y corriente eficaz en la ecuación 3.20, se obtiene lo siguiente:

 $S = 127.633420388 \times 30.1962332088 = 3854.04852728 VA$ 

j) Potencia de distorsión (D).

Sustituyendo S y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.41, se tiene que:

 $D = \sqrt{3854.04852728^2 - 3848.1^2} = 214.047753142 \, VAr$ 

k) Potencia reactiva total (Q') Sustituyendo S y P en la ecuación 3.22, se obtiene lo siguiente:

$$Q' = \sqrt{3854.04852728^2 - 3555.18082906^2} = 1488.0709716$$

De forma similar, la potencia reactiva total también puede calcularse sustituyendo  $D \ge Q$  en la ecuación 3.43 y se tiene que:

 $Q^{'} = \sqrt{1472.60411608^2 + 214.047753142^2} = 1488.0709716$ 

l) Factor de desplazamiento ( $f_{DESP}$ ).

Sustituyendo los valores calculados de P y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.44, se tiene que:

$$f_{DESP} = \frac{3555.18082906}{3848.1} = 0.923879532511$$

m) Factor de distorsión ( $f_{DIST}$ ). Sustituyendo los valores calculados de  $S_{PQ}$  y S en la ecuación 3.45, se tiene que:

$$f_{DIST} = \frac{3848.1}{3854.04852728} = 0.998456551017$$

n) Factor de potencia (fp). Sustituyendo los valores de P y S en la ecuación 3.26, se tiene que:

$$fp = \frac{3555.18082906}{3854.04852728} = 0.922453571586$$

O bien, sustituyendo el factor de desplazamiento y el factor de distorsión en la ecuación 3.46, se obtiene el mismo resultado tal que:

$$fp = 0.923879532511 \times 0.998456551017 = 0.922453571586$$

o) Distorsión armónica total de la señal de voltaje (%*THD*<sub>V</sub>). Sustituyendo  $V_{1 RMS}$  y  $V_{RMS}$  en la ecuación 3.46, se tiene que:

$$\% THD_V = \frac{\sqrt{127.633420388^2 - 127^2}}{127} \times 100 = 10\%$$

p) Distorsión armónica total de la señal de corriente (%*THD*<sub>*I*</sub>). Al igual que los cálculos realizados en el inciso o), se sustituye  $I_{I RMS}$  e  $I_{RMS}$  en la ecuación 3.48 y se tiene que:

$$\% THD_I = \frac{\sqrt{30.1962332088^2 - 30^2}}{30} \times 100 = 11.4564392374\%$$

a) Resumen de mediciones.

Los resultados del caso 4, calculados en forma analítica, se muestran en las tablas A.18, A.19 y A.20.

Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).	127.633420388	V
Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).	30.1962332088	А
Energía activa (E <sub>ACT</sub> ).	1.77759041453	kW-h
Potencia activa (P).	3555.18082906	W
Potencia reactiva (Q).	1472.60411608	VAr
Potencia de distorsión (D).	214.047753142	VAr
Potencia reactiva total ( $Q'$ ).	1488.0709716	VAr
Potencia aparente $(S_{PQ})$ .	3848.1	VA
Potencia aparente total (S).	3854.04852728	VA
Factor de desplazamiento $(f_{DESP})$ .	0.923879532511	
Factor de distorsión (f <sub>DIST</sub> ).	0.998456551017	
Factor de potencia (fp).	0.922453571586	
Distorsión armónica total de la señal de voltaje (% <i>THD<sub>V</sub></i> ).	10	%
Distorsión armónica total de la señal de corriente (% <i>THD</i> <sub>1</sub> ).	11.4564392374	%

Tabla A.18 Resumen de mediciones del caso 4.

Tabla A.19 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 4.

Componente	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	127√2	127	11.25
3er. Armónico	12.7√2	12.7	11.25

Componente	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	30√2	30	-11.25
3er. Armónico	3√2	3	-11.25
5to. Armónico	1.5√2	1.5	-11.25
7mo. Armónico	0.75√2	0.75	-11.25

Tabla A.20 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 4.

• Caso 5. Señal de corriente atrasada con respecto al voltaje. Ambas señales con distorsión armónica de alto orden.

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 20\sqrt{2}\cos\left(51\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 15\sqrt{2}\cos\left(57\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 10\sqrt{2}\cos\left(75\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 8\sqrt{2}\cos\left(103\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 5\sqrt{2}\cos\left(121\omega t + \frac{\pi}{16}\right)$$
(A.10)

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 5\sqrt{2}\cos\left(45\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 4\sqrt{2}\cos\left(73\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(81\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 2\sqrt{2}\cos\left(107\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + \sqrt{2}\cos\left(25\omega t - \frac{\pi}{16}\right)$$
(A.11)

a) Contenido armónico de la señal de voltaje  $(V_1, V_2, ..., V_N)$ .

Por inspección de la ecuación A.10, se puede deducir que la señal de voltaje contiene las componentes mostradas en la tabla A.21.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados	Parte real eficaz (V <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (V <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	127√2	127	11.25	124.5597306	24.7764709
51vo. Armónico	51	20√2	20	11.25	19.61570561	3.90180644
57vo. Armónico	57	15√2	15	11.25	14.71177921	2.92635483
75vo. Armónico	75	10√2	10	11.25	9.807852804	1.95090322
103vo. Armónico	103	8√2	8	11.25	7.846282243	1.560722576
121vo. Armónico	121	5√2	5	11.25	4.903926402	0.97545161

Tabla A.21 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 5.

b) Contenido armónico de la señal de corriente ( $I_1, I_2, ..., I_N$ ).

Por inspección de la ecuación A.11, se puede deducir que la señal de corriente contiene las componentes mostradas en la tabla A.22.

Componente	Posición en el espectro (n)	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados	Parte real eficaz (I <sub>n RMS REAL</sub> )	Parte imaginaria eficaz (I <sub>n RMS IMAG</sub> )
Fundamental	1	30√2	30	-11.25	29.42355841	-5.85270966
45vo. Armónico	45	5√2	5	-11.25	4.903926402	-0.97545161
73vo. Armónico	73	4√2	4	-11.25	3.923141122	-0.780361288
81vo. Armónico	81	3√2	3	-11.25	2.942355841	-0.585270966
107vo. Armónico	107	2√2	2	-11.25	1.961570561	-0.390180644
125vo. Armónico	125	√2	1	-11.25	0.98078528	-0.195090322

Tabla A.22 Contenido armónico de la señal de corriente del caso 5.

c) Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).

Sustituyendo la ecuación A.10 en la ecuación 3.18, el voltaje eficaz estará dado por:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \sqrt{2} \left[ 127 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 20 \cos\left(51\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 15 \cos\left(57\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 10 \cos\left(75\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 8 \cos\left(103\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 5 \cos\left(121\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \right]^2 dt}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{60 \times \frac{16943}{60}} = 130.165279549 V$$

d) Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ). Sustituyendo la ecuación A.11 en la ecuación 3.18, la corriente eficaz estará dada por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{60}}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \sqrt{2} \left[ 30 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 5 \cos\left(45\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 4 \cos\left(73\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3 \cos\left(81\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 2 \cos\left(107\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + \cos\left(125\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \right]^2 dt$$

$$I_{RMS} = \sqrt{60 \times \frac{191}{12}} = 30.9030742807 \, A$$

e) Potencia activa (*P*). Sustituyendo las ecuaciones A.10 y A.11 en la ecuación 3.15, se tiene que:

$$P = \frac{1}{\frac{1}{60}} \int_{0}^{\frac{1}{60}} \left[ 127\sqrt{2}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 20\sqrt{2}\cos\left(51\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 15\sqrt{2}\cos\left(57\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 10\sqrt{2}\cos\left(75\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 8\sqrt{2}\cos\left(103\omega t + \frac{\pi}{16}\right) + 5\sqrt{2}\cos\left(121\omega t + \frac{\pi}{16}\right) \right] \dots \\ \dots \times \left[ 30\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 5\sqrt{2}\cos\left(45\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 4\sqrt{2}\cos\left(73\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 3\sqrt{2}\cos\left(81\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + 2\sqrt{2}\cos\left(107\omega t - \frac{\pi}{16}\right) + \sqrt{2}\cos\left(125\omega t - \frac{\pi}{16}\right) \right] dt$$

$$P = 60 \times \frac{127 \times \sqrt{\sqrt{2} + 2}}{4} = 3519.98101887 W$$

f) Energía activa ( $E_{ACT}$ ).

Sustituyendo la potencia activa y el tiempo de consumo en la ecuación 3.17, se tiene que:

 $E_{ACT} = 3519.98101887 W \times \frac{30 \min}{60000} = 1.75999050943 \, kWh$ 

g) Potencia reactiva (Q).

Considerando que solo las componentes fundamentales de las señales de voltaje y corriente se encuentran en fase (a la misma frecuencia), el cálculo de potencia reactiva puede limitarse a sustituir dichas componentes en la ecuación 3.38, ya que el resto solo producen potencia de distorsión. De tal forma que la potencia reactiva será:

 $Q = \{ [(24.776470896 \times 29.4235584121) - (124.559730611 \times -5.85270966048)] \}$ 

Q = 729.011938654 + 729.011938654 = 1458.02387731 VAr

h) Potencia aparente ( $S_{PO}$ ).

Sustituyendo los resultados de P y Q en la ecuación 3.40, se tiene que:

 $S_{PO} = 3519.98101887 + j1458.02387731 = 3810 VA$ 

i) Potencia aparente total (*S*).

Sustituyendo los valores del voltaje eficaz y corriente eficaz en la ecuación 3.20, se obtiene lo siguiente:

 $S = 130.165279549 \times 30.9030742807 = 4022.50730267 VA$ 

j) Potencia de distorsión (D).

Sustituyendo S y  $S_{PO}$  en la ecuación 3.41, se tiene que:

 $D = \sqrt{4022.50730267^2 - 3810^2} = 1290.14146511 \, VAr$ 

k) Potencia reactiva total (Q')

Sustituyendo S y P en la ecuación 3.22, se obtiene lo siguiente:

$$Q' = \sqrt{4022.50730267^2 - 3519.98101887^2} = 1946.86892903 VAr$$

De forma similar, la potencia reactiva total también puede calcularse sustituyendo  $D \neq Q$  en la ecuación 3.43 y se tiene que:

 $Q' = \sqrt{1458.02387731^2 + 1290.14146511^2} = 1946.86892903 VAr$ 

l) Factor de desplazamiento ( $f_{DESP}$ ).

Sustituyendo los valores calculados de P y  $S_{PQ}$  en la ecuación 3.44, se tiene que:

$$f_{DESP} = \frac{3519.98101887}{3810} = 0.923879532511$$

m) Factor de distorsión ( $f_{DIST}$ ). Sustituyendo los valores calculados de  $S_{PO}$  y S en la ecuación 3.45, se tiene que:

$$f_{DIST} = \frac{3810}{4022.50730267} = 0.947170437074$$

n) Factor de potencia (*fp*).

Sustituyendo los valores de *P* y *S* en la ecuación 3.26, se tiene que:

 $fp = \frac{3519.98101887}{4022.50730267} = 0.875071380613$ 

O bien, sustituyendo el factor de desplazamiento y el factor de distorsión en la ecuación 3.46, se obtiene el mismo resultado tal que:

 $fp = 0.923879532511 \times 0.947170437074 = 0.875071380613$ 

o) Distorsión armónica total de la señal de voltaje ( $%THD_V$ ). Sustituyendo  $V_{RMS I}$  y  $V_{RMS}$  en la ecuación 3.47, se tiene que:

$$\% THD_V = \frac{\sqrt{130.165279549^2 - 127^2}}{127} \times 100 = 22.4651064845\%$$

p) Distorsión armónica total de la señal de corriente (%*THD*<sub>*I*</sub>). Al igual que los cálculos realizados en el inciso o), se sustituye  $I_{RMS I}$  e  $I_{RMS}$  en la ecuación 3.47 y se tiene que:

$$\% THD_I = \frac{\sqrt{30.9030742807^2 - 30^2}}{30} \times 100 = 24.7206616237\%$$

a) Resumen de mediciones.

Los resultados del caso 5, calculados en forma analítica, se muestran en las tablas A.23, A.24 y A.25.

Voltaje eficaz ( $V_{RMS}$ ).	130.165279549	V
Corriente eficaz ( $I_{RMS}$ ).	30.9030742807	А
Energía activa ( $E_{ACT}$ ).	1.75999050943	kW-h
Potencia activa (P).	3519.98101887	W
Potencia reactiva (Q).	1458.02387731	VAr
Potencia de distorsión (D).	1290.14146511	VAr
Potencia reactiva total ( $Q'$ ).	1946.86892903	VAr
Potencia aparente $(S_{PQ})$ .	3810	VA
Potencia aparente total (S).	4022.50730267	VA
<b>Factor de desplazamiento</b> ( <i>f</i> <sub>DESP</sub> ).	0.923879532511	
Factor de distorsión (f <sub>DIST</sub> ).	0.947170437074	
Factor de potencia (fp).	0.875071380613	
Distorsión armónica total de la señal de voltaje ( $\%THD_V$ ).	22.4651064845	%
<b>Distorsión armónica total de la señal de corriente (%THD<sub>1</sub>).</b>	24.7206616237	%

Tabla A.23 Resumen de mediciones del caso 5.

Tabla A.24 Contenido armónico de la señal de voltaje del caso 5.

Componente	Magnitud pico (V <sub>n</sub> )	Valor eficaz (V <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	127√2	127	11.25
51vo. Armónico	20√2	20	11.25
57vo. Armónico	15√2	15	11.25
75vo. Armónico	10√2	10	11.25
103vo. Armónico	8√2	8	11.25
121vo. Armónico	5√2	5	11.25

Tabla A.25 Contenid	o armónico de	la señal a	le corriente a	lel caso 5.

Componente	Magnitud pico (I <sub>n</sub> )	Valor eficaz (I <sub>n RMS</sub> )	Ángulo de fase en grados
Fundamental	30√2	30	-11.25
45vo. Armónico	5√2	5	-11.25
73vo. Armónico	4√2	4	-11.25
81vo. Armónico	3√2	3	-11.25
107vo. Armónico	2√2	2	-11.25
125vo. Armónico	√2	1	-11.25

## Apéndice B Código Fuente de Herramienta de Simulación de Mediciones Eléctricas.

En este apéndice se presenta el código fuente de la herramienta de simulación de variables eléctricas, mencionada en el capítulo 3 de esta tesis. Este programa realiza un análisis en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia del par de ecuaciones que sean declarados como voltaje y corriente, tabulando un periodo de estas señales, para obtener una sucesión de valores que simulan un conjunto de muestras discretas. Dichos valores se utilizan para calcular variables eléctricas utilizando ecuaciones de tiempo discreto.

El siguiente código fue programado en MATLAB® Versión 7.8.0.347 (R2009a).

```
%Abre archivo de salida
fid=fopen('Mediciones.txt','wt');
%Declaración de parámetros generales
N=(2^8); %Establece Número de muestras.
f=60;
        %Define la frecuencia de la componente fundamental.
w=2*pi*f; %Determina frecuencia Angular.
M=log2(N); %Obtiene número de etapas de FFT.
j=N/2;
         %Define número inicial de Sub-DFTs.
x=0:inv(f*N):inv(f)-(inv(f*N)); %Genera valores de la variable
                         %independiente en base al número de
                         %muestras y la frecuencia del sistema
%Genera tabulación del factor de giro (twiddle factor) en función de la
%variable independiente
Wreal=32768*cos(-w*x);
Wimag=32768*sin(-w*x);
%Genera tabulación de la señal de voltaje en función de la variable
%independiente
%Caso 1:
       voltaje = sqrt(2) * (127*cos(w*x));
%Caso 2: voltaje = sqrt(2)*(127*cos(w*x)+ 12.7*cos(3*w*x));
%Caso 3: voltaje = sqrt(2)*(127*cos(w*x+pi/16));
%Caso 4:
         voltaje = sqrt(2)*(127*cos(w*x+pi/16)+ 12.7*cos(3*w*x+pi/16));
%Caso 5:
voltaje = sqrt(2)*(127*cos(w*x+pi/16) + 20*cos(51*w*x+pi/16) +
15*cos(57*w*x+pi/16) + 10*cos(75*w*x+pi/16) + 8*cos(103*w*x+pi/16) +
5*cos(121*w*x+pi/16));
```

```
%Caso imposible: voltaje = sqrt(2)*(150*cos(w*x-
pi/4)+80*cos(2*w*x+pi/10)+40*cos(3*w*x-pi/5)+90*cos(4*w*x+pi/5)+20*cos(5*w*x-
pi/20)+50*cos(10*w*x-pi/8)+100*cos(17*w*x+pi/3)+30*cos(25*w*x)+80*cos(48*w*x-
pi/6)+20*cos(100*w*x+pi/12)+10*cos(127*w*x-pi/8)+100);
2******
%Genera tabulación de la señal de corriente en función de la variable
%independiente
%Caso 1: corriente = sqrt(2)*(30*cos(w*x));
%Caso 2:
         corriente = sqrt(2)*(30*cos(w*x) + 3*cos(3*w*x) + 1.5*cos(5*w*x)
+ 0.75*cos(7*w*x));
        corriente = sqrt(2)*(30*cos(w*x-pi/16));
%Caso 3:
%Caso 4:
          corriente = sqrt(2)*(30*cos(w*x-pi/16) + 3*cos(3*w*x-pi/16) +
1.5 \times \cos(5 \times \pi \times -pi/16) + 0.75 \times \cos(7 \times \pi \times -pi/16));
%Caso 5:
corriente = sqrt(2)*(30*cos(w*x-pi/16) + 5*cos(45*w*x-pi/16) + 4*cos(73*w*x-pi/16))
pi/16) + 3*cos(81*w*x-pi/16) + 2*cos(107*w*x-pi/16) + cos(125*w*x-pi/16));
%*************************Potencia Instantánea**********************************
%Genera tabulación de la potencia instantánea en función de la variable
%independiente y las señales de voltaje y corriente
Pot inst=voltaje.*corriente;
2******
%Copia señal de voltaje a buffer de calculo
datarevr=voltaje;
datarevi=zeros(1,N);
for i=1:1:N-2
   datarevr(i+1)=voltaje(j+1);
   k=N/2;
   while k<=j
       j=j-k;
      k=k/2;
       if (j==0) && (k==0) break, end
   end
   j=j+k;
end
%>>>>>>Integración de espectros con operaciones de mariposa<<<<<<<<<<</></>
%Bucle de Etapas=Log2(N)
for L=1: 1: M
        LE=2^L;
        LE2=LE/2;
        UR=32768;
        UI=0;
```

```
n=1;
        %Bucle de Sub-DFTs
        for j=1: 1: LE2
            %Bucle para Operaciones de Mariposa
            for i=j-1: LE: N-1
               ip= i+ LE2;
               %Operaciones de Mariposas
               TR = ((datarevr(ip+1)*UR) - (datarevi(ip+1)*UI))./32768;
               TI= ((datarevr(ip+1)*UI) + (datarevi(ip+1)*UR))./32768;
               datarevr(ip+1) = datarevr(i+1) - TR;
               datarevi(ip+1) = datarevi(i+1) - TI;
               datarevr(i+1) = datarevr(i+1) + TR;
               datarevi(i+1) = datarevi(i+1) + TI;
            end
        %Actualiza factor de giro
        n=n+N/LE;
        UR=Wreal(n);
        UI=Wimaq(n);
        end
end
%Elimina escalamiento
datarevr(1) = datarevr(1) /2;
datarevi(1) = datarevi(1) /2;
REX=datarevr/(N/2);
IMX=datarevi/(N/2);
%Asigna resultados a un solo arreglo y calcula magnitudes y ángulo
FFT=REX+((-1)^0.5)*IMX
FFTMAG=sqrt(REX.^2 + IMX.^2);
FFTANG=angle(FFT)*180/pi;
%Corrige ángulo de fase
for i=1:1:N/2
  if FFTMAG(i) < 0.000001
     FFTMAG(i)=0;
      FFTANG(i)=0;
  end
end
%Copia señal de corriente a buffer de calculo
datarevr=corriente;
datarevi=zeros(1,N);
% Bit Reversal
for i=1:1:N-2
   datarevr(i+1) = corriente(j+1);
   k=N/2;
   while k<=j
      j=j-k;
```

```
k=k/2;
        if (j==0) && (k==0) break, end
    end
    j=j+k;
end
% FFT
%Bucle de etapas = Log2(N)
for L=1: 1: M
          LE=2^L;
          LE2=LE/2;
          UR=32768;
          UI=0;
          n=1;
          %Bucle de Sub-DFTs
          for j=1: 1: LE2
              %Bucle de Operaciones de mariposas
              for i=j-1: LE: N-1
                  ip= i+ LE2;
                  %Operaciones de Mariposas
                  TR= ((datarevr(ip+1)*UR) - (datarevi(ip+1)*UI))./32768;
                  TI= ((datarevr(ip+1)*UI) + (datarevi(ip+1)*UR))./32768;
                  datarevr(ip+1) = datarevr(i+1) - TR;
                  datarevi(ip+1) = datarevi(i+1) - TI;
                  datarevr(i+1) = datarevr(i+1) + TR;
                  datarevi(i+1) = datarevi(i+1) + TI;
              end
          %Actualiza factor de giro
          n=n+N/LE;
          UR=Wreal(n);
          UI=Wimag(n);
          end
end
%Elimina escalamiento
datarevr(1) = datarevr(1) /2;
datarevi(1) = datarevi(1) /2;
REX2=datarevr/(N/2);
IMX2=datarevi/(N/2);
%Asigna resultados a un solo arreglo y calcula magnitudes y ángulo
FFT2=REX2+((-1)^0.5)*IMX2
FFTMAG2=sqrt(REX2.^2 + IMX2.^2);
FFTANG2=angle(FFT2)*180/pi;
%Corrige ángulo de fase
for i=1:1:N/2
   if FFTMAG2(i)<0.000001
       FFTMAG2(i)=0;
       FFTANG2(i)=0;
```

```
end
end
%Tiempo de consumo en minutos
tiempo=30;
Vrms Sum = 0; Irms Sum = 0; P Sum = 0;
V1real Sum = 0; V1imag Sum = 0; I1real Sum = 0; I1imag Sum = 0;
for i=1:1:N
Vrms Sum = Vrms Sum +((voltaje(i))^2);
Irms Sum = Irms Sum + (corriente(i)^2);
P Sum = P Sum + Pot inst(i);
V1real Sum = V1real Sum + voltaje(i) * cos(w*x(i));
Vlimag Sum = Vlimag Sum + voltaje(i) * sin(w*x(i));
Ilreal Sum = Ilreal Sum + corriente(i) * cos(w*x(i));
Ilimag Sum = Ilimag Sum + corriente(i) * sin(w*x(i));
end
Vrms0 = sqrt(Vrms Sum/N);
Irms0 = sqrt(Irms Sum/N);
PO = P Sum/N;
E0 = (P0 * tiempo) / 60000;
S0= Vrms0 * Irms0;
Q0 = sqrt(S0^2 - P0^2);
fp0 = P0/S0;
V1real = V1real Sum/(N/2);
Vlimag = -Vlimag Sum/(N/2);
Ilreal = Ilreal Sum/(N/2);
Ilimag = -Ilimag Sum/(N/2);
V1 RMS0 = sqrt((V1real^2 + V1imag^2)/2);
I1 RMS0 = sqrt((I1real^2 + I1imag^2)/2);
PHI V1= (180*(angle(V1real + (V1imag*((-1)^0.5)))))/pi;
PHI I1= (180*(angle(I1real + (I1imag*((-1)^0.5)))))/pi;
THD Voltaje0 = 100*((sqrt(Vrms0^2 - V1 RMS0^2))/V1 RMS0);
THD Corriente0 = 100*((sqrt(Irms0^2 - I1 RMS0^2))/I1 RMS0);
Vrms Sum = 0; Irms Sum = 0; P Sum = 0; Q Sum = 0;
for i=2:1:N/2
   Vrms Sum = Vrms Sum + REX(i)^2 + IMX(i)^2;
   Irms_Sum = Irms_Sum + REX2(i)^2 + IMX2(i)^2;
   aux p = (REX(i) * REX2(i)) + (IMX(i) * IMX2(i));
   P Sum = P Sum + aux_p;
   aux q = ((REX2(i) * IMX(i)) - (IMX2(i) * REX(i)));
   Q Sum = Q_Sum + aux_q;
```

```
end
```

```
Vrms = (sqrt(Vrms Sum))/sqrt(2);
Irms = (sqrt(Irms Sum))/sqrt(2);
P = P Sum/2;
E = (P * tiempo) / 60000;
Q = Q Sum/2;
Spq = sqrt(P^{2} + Q^{2});
S = Vrms * Irms;
fp = P/S;
fdesp=P/Spq;
fdist=Spq/S;
D = sqrt(S^2 - P^2 - Q^2);
Qtotal = sqrt(Q^2 + D^2);
V1 RMS = FFTMAG(2)/sqrt(2);
I1 RMS = FFTMAG2(2)/sqrt(2);
THD Voltaje = 100*((sqrt(Vrms^2 - V1 RMS^2))/V1 RMS);
THD Corriente = 100*((sqrt(Irms<sup>2</sup> - I1 RMS<sup>2</sup>))/I1 RMS);
eje x=0:1:N-1;
Armonicos V=[eje x(1:N/2); FFTMAG(1:N/2); FFTMAG(1:N/2)./sqrt(2);
FFTANG(1:N/2)];
Armonicos I=[eje x(1:N/2); FFTMAG2(1:N/2); FFTMAG2(1:N/2)./sqrt(2);
FFTANG2(1:N/2)];
fprintf(fid, '\n*******ANALISIS DE ALGORITMOS DE MEDICION*******\n');
fprintf(fid, '\algoritmos en el dominio del tiempo\n');
fprintf(fid, '\tVoltaje Eficaz \t%4.8f\t\tV\n',Vrms0);
fprintf(fid, '\tCorriente Eficaz \t%4.8f\t\tA\n',Irms0);
fprintf(fid, '\Energía Activa \t%4.8f\t\tkW-h\n',E0);
fprintf(fid, '\tPotencia Activa \t%4.8f\t\tW\n',P0);
fprintf(fid, '\tPotencia Reactiva\tN.A.\t\tVAr\n');
fprintf(fid, '\tPotencia de Dist.\tN.A.\t\tVAr\n');
fprintf(fid, '\tPot. Reactiva Total\t%4.8f\t\tVAr\n',Q0);
fprintf(fid, '\tPotencia Compleja\tN.A.\t\tVA\n');
fprintf(fid, '\tPot. Aparente\t%4.8f\t\tVA\n',S0);
fprintf(fid, '\tF. de Desplazamiento\tN.A.\t\n');
fprintf(fid, '\tF. de Distorsión\tN.A.\t\n');
fprintf(fid, '\tF. de Potencia \t%4.8f\t\n',fp0);
fprintf(fid, '\tTHD de voltaje \t%4.8f\t\t%%\n',THD Voltaje0);
fprintf(fid, '\tTHD de corriente\t%4.8f\t\t%%\n',THD Corriente0);
fprintf(fid, '\tFasor de voltaje RMS\t%4.8f\t%4.8f^\n',V1 RMS0,PHI V1);
fprintf(fid, '\tFasor de corriente RMS\t%4.8f\t%4.8f^\n', I1 RMS0, PHI I1);
fprintf(fid, '\nAlgoritmos en el dominio de la frecuencia\n');
fprintf(fid, '\tVoltaje Eficaz \t%4.8f\t\tV\n',Vrms);
fprintf(fid, '\tCorriente Eficaz \t%4.8f\t\tA\n',Irms);
fprintf(fid, '\tEnergia Activa \t%4.8f\t\tkW-h\n',E);
fprintf(fid, '\tPotencia Activa \t%4.8f\t\tW\n',P);
fprintf(fid, '\tPotencia Reactiva\t%4.8f\t\tVAr\n',Q);
fprintf(fid, '\tPotencia de Dist.\t%4.8f\t\tVAr\n',D);
```

```
fprintf(fid, '\tPot. Reactiva Total\t%4.8f\t\tVAr\n',Qtotal);
fprintf(fid, '\tPotencia Compleja\t%4.8f\t\tVA\n',Spq);
fprintf(fid, '\tPot. Aparente\t%4.8f\t\tVA\n',S);
fprintf(fid, '\tF. de Desplazamiento\t%4.8f\t\n',fdesp);
fprintf(fid, '\tF. de Distorsión\t%4.8f\t\n',fdist);
fprintf(fid, '\tF. de Potencia \t%4.8f\t\n',fp);
fprintf(fid, '\tTHD de voltaje \t%4.8f\t\t%%\n',THD Voltaje);
fprintf(fid, '\tTHD de corriente\t%4.8f\t\t%%\n',THD_Corriente);
%Contenido Armónico
fprintf(fid, '\nContenido Armónico de señal de voltaje\n');
fprintf(fid, '\n\tArm.\tMag.\t
                                     Mag. RMS\t Ang.n';
fprintf(fid, '\t%d\t%4.8f\t %4.8f \t%4.8f\n',Armonicos_V);
fprintf(fid, '\t\nContenido Armónico de señal de corriente\n');
fprintf(fid, '\n\tArm.\tMag.\t Mag. RMS\t Ang.\n');
fprintf(fid, '\t%d\t%4.8f \t%4.8f \t %4.8f\n',Armonicos I);
%Grafica señal de voltaje, corriente y potencia instantánea
figure(1);
subplot(1,1,1)
plot(x, voltaje, 'b');
hold on;
plot(x, corriente, 'r');
axis([0 1/f -300 300]);
grid on;
%hold off;
%subplot(2,1,2)
%plot(x, Pot inst, 'q');
%axis([0 1/f -P 3*P]);
%grid on;
%Gráfica de espectro de frecuencia de voltaje y corriente
figure(2);
subplot(2,1,1)
plot(eje x, FFTMAG./sqrt(2), 'b');
axis([0 (N/2)-1 0 150]);
grid on;
subplot(2,1,2)
plot(eje x, FFTMAG2./sqrt(2), 'r');
axis([0 (N/2)-1 0 35]);
grid on;
%Gráfica de tetraedro de potencias
figure(3);
plot3([0 P],[0 Q],[0,0], [P P],[Q Q],[0,D], [0 P],[0 Q],[0,D]);
axis([-S-1000 S+1000 -S-1000 S+1000 0 S]);
grid on;
xlabel('Potencia Activa');
ylabel('Potencia Reactiva');
zlabel('Potencia de Distorsión');
%Cierra archivo de datos
fclose(fid);
```

## Apéndice C Cálculo del Espectro de Frecuencia Utilizando la FFT

En este apéndice se ejemplifica la metodología de cálculo de la transformada rápida de Fourier descrita en [31], proponiendo un caso de estudio con dos señales ficticias de voltaje y corriente. Este método permite obtener el espectro de frecuencia de una señal a partir de una sucesión de muestras equidistantes de un periodo de la misma. El espectro es necesario para aplicar los algoritmos de medición en el dominio de la frecuencia, mismos que fueron expuestos en el capítulo 3; posteriormente, simulados con la HSME; y por último, programados en el MPI. Si bien, el método que se muestra a continuación es descrito en [31]; por lo general, resulta complicado entenderlo hasta que se analiza en forma práctica, es decir, con un ejemplo. Por ello, se propone un caso de estudio donde se simulan las formas de onda de voltaje y corriente típicas de un circuito eléctrico con carga resistiva-inductiva. Dichas señales son definidas por las ecuaciones C.1 y C.2.

$$v(t) = 127\sqrt{2}\cos(120\pi t) \tag{C.1}$$

$$i(t) = 30\sqrt{2}\cos(120\pi t - \frac{\pi}{8}) + \sqrt{2}\cos\left(360\pi t - \frac{\pi}{8}\right)$$
(C.2)

Suponga que las ondas descritas por las ecuaciones C.1 y C.2 son señales reales de un circuito eléctrico, y que se ha empleando un convertidor analógico digital para obtener 8 muestras equidistantes de un periodo de dichas señal.

La figura C.1a ilustra las señales ficticias de voltaje y corriente continuas en el tiempo, y la figura C.1b presenta solo las muestras discretas que serán utilizadas para el cálculo de la FFT. Cabe señalar que la onda de corriente esta intencionalmente atrasada con respecto al voltaje y que además presenta cierto contenido de tercer armónico. No es posible apreciar la distorsión armónica en la figura, sin embargo, esta existe debido a las características de la ecuación C.2.



No. de muestra	v[n]	i[n]
0	179.6051	40.5035
1	127	38.6557
2	0	15.6947
3	-127	-14.9293
4	-179.6051	-40.5035
5	-127	-38.6557
6	0	-15.6947
7	127	14.9293

Tabla C.1 Valores discretos de señales de voltaje y corriente.

En la tabla C.1 se observan los valores de las muestras obtenidas para ambas señales.

**Reordenamiento por bit invertido.** Para calcular la FFT, primero es necesario reordenar las muestras con la técnica de "bit inverso" como se observa en las tablas C.2 y C.3 para las muestras de voltaje, y las tablas C.4 y C.5 para las muestras de corriente.

Tabla C.2	Muestras	de	voltaie	originales.
1 4014 0.2	muconus	uc	vonaje	originales.

No. De muestra (binario)	No. De muestra (decimal)	v[n]
000	0	179.6051
001	1	127
010	2	0
011	3	-127
100	4	-179.6051
101	5	-127
110	6	0
111	7	127

No. de muestra (binario)	No. de muestra (decimal)	i[n]
000	0	40.5035
001	1	38.6557
010	2	15.6947
011	3	-14.9293
100	4	-40.5035
101	5	-38.6557
110	6	-15.6947
111	7	14.9293

Tabla C.3 Muestras de voltaje reordenadas.

No. De muestra (binario)	No. De muestra (decimal)	V[n] Invertido
000	0	179.6051
100	4	-179.6051
010	2	0
110	6	0
001	1	127
101	5	-127
011	3	-127
111	7	127

Tabla C.5 Muestras de corriente reordenadas.

No. de muestra (binario)	No. de muestra (decimal)	i[n] Invertido
000	0	40.5035
100	4	-40.5035
010	2	15.6947
110	6	-15.6947
001	1	38.6557
101	5	-38.6557
011	3	-14.9293
111	7	14.9293

Los resultados del procedimiento de reordenamiento por bit inverso en las tablas C3 y C5, se emplean para efectuar las operaciones conocidas como "mariposas" que ilustra la figura 3.4 del

capítulo 3. Se hace uso de la ecuación C.3 para sustituir correctamente los valores de cada factor de giro dentro de las operaciones de mariposa planteadas en la figura 3.4.

$$W_N^n = e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \tag{C.3}$$

La primera etapa de operaciones de mariposa, acorde a la figura 3.4, se muestra en la tabla C.6.

	1 1			
179.6051	$\rightarrow \rightarrow $	$179.6 + (-179.6)W_2^0 = 179.6 - 179.6e^{-\frac{2\pi(0)}{2}} = 179.6 - 179.6(1)$	=	0
-179.6051		$179.6 - (-179.6)W_2^0 = 179.6 + 179.6e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 179.6 + 179.6(1)$	=	359.2102
0	$\rightarrow \rightarrow $	$0 + 0W_2^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 0 + 0(1)$	=	0
0		$0 - 0W_2^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 0 - 0(1)$	=	0
127		$127 + (-127)W_2^0 = 127 - 127e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 127 - 127$	=	0
-127	$\rightarrow$	$127 - (-127)W_2^0 = 127 + 127e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 127 + 127$	=	254
-127		$-127 + 127W_2^0 = -127 + 127e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = -127 + 127$	=	0
127		$-127 - 127W_2^0 = -127 - 127e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = -127 - 127$	=	-254

Tabla C 6 Cálaulas da	nuimora stana	do FFT do	coñal de voltai	Manipogago	on dos alamantas
Tubia C.0 Calculos de	рттега ешра	ue r r i ue	senai ae voitaje	e. mariposas c	on abs elementos.

Los resultados de la primera etapa se emplean como punto de partida para la segunda etapa. De forma similar, los resultados de la segunda etapa se utilizan para la última. Los cálculos para la segunda y tercera etapa de la señal de voltaje se aprecian en las tablas C.7 y C.8 respectivamente.

Tabla C.7 Cálculos de segunda etapa de FFT de señal de voltaje. Mariposas con cuatro elementos.

0	┝╲┾┿	$0 + 0W_4^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 + 0(1)$	=	0
359.2102	┢┉╲╲┿╸	$359.21 + 0W_4^1 = 359.21 + 0e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 359.21 + 0(1\angle -90)$	=	359.2102
0		$0 - 0W_4^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 - 0(1)$	=	0
0		$359.21 - 0W_4^1 = 359.21 - 0e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 359.21 + 0(1\angle -90)$	=	359.2102
0	┝╲╌┿	$0 + 0W_4^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 + 0(1)$	=	0
254	┢╍╲┶╍╸	$254 + (-254)W_4^1 = 254 - 254e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 254 - 254(1\angle -90)$	=	254+254i
0		$0 - 0W_4^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 - 0(1)$	=	0
-254		$254 - (-254)W_4^1 = 254 + 254e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 254 + 254(1\angle -90)$	=	254-254i

Tabla C.8 Cálculos de tercera etapa de FFT de señal de voltaje. Mariposas con ocho elementos.

0	┝╺╲╌┿	$0 + 0W_8^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{8}} = 0 + 0(1)$	=	0
359.2102	$\rightarrow$ $\rightarrow$ / $\rightarrow$	$359.21 + ((254 + 254i) W_8^1) = 359.21 + ((359.21 \angle 45)e^{-j\frac{2\pi(1)}{8}})$	=	710.4205
0	┝╾╺╲╲╱╆┲╸	$0 + 0W_8^2 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(2)}{8}} = 0 + 0(1\angle -90)$	=	0
359.2102	┝╌╦╳╱╱╣╦╍╸	$359.21 + ((254 - 254i) W_8^3) = 359.21 + ((359.21 \angle -45)e^{-j\frac{2\pi(3)}{8}})$	=	0
0	≝	$0 - 0W_8^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{8}} = 0 + 0(1)$	=	0
254+254i		$359.21 - \left( (254 + 254i)W_8^1 \right) = 359.21 - \left( (359.21 \angle 45)e^{-j\frac{2\pi(1)}{8}} \right)$	=	0
0	₩°	$0 - 0W_8^2 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(2)}{8}} = 0 - 0(1\angle -90)$	=	0
254-254i		$359.21 - \left((254 - 254i)W_8^3\right) = 359.21 - \left((359.21\angle -45)e^{-\frac{2\pi(3)}{8}}\right)$	=	710.4205

Los resultados mostrados en la tabla C.8 (en el extremo derecho) representan el espectro de frecuencia de la señal de voltaje; sin embargo, estos valores aun deben ser ligeramente manipulados para determinar los valores reales. La componente de corriente directa se ubica en la primera localidad del espectro y debe ser dividida entre el número de muestras (en este caso, N = 8) para obtener la magnitud real de dicha componente; mientras tanto, el resto de las componentes se dividen solo entre la mitad del número de muestras (en este caso, N/2 = 8/2 = 4).

Cabe resaltar que la información relevante del espectro solo se encuentra en la primera mitad de los valores obtenidos, ya que la segunda mitad es solo un espejo de la primera. Esto puede apreciarse fácilmente en la tabla C.8, donde se obtuvieron solo dos valores distintos de cero, particularmente iguales.

Debido a que la ecuación C.1 solo involucra la componente fundamental, la mayoría de las localidades del espectro de frecuencia de voltaje mostraron valores nulos.

Considerando todo lo anterior, el fasor de la componente fundamental de la señal de voltaje estará dado por el valor mostrado en la segunda localidad de la tabla C.8, pero dividido entre N/2. De tal forma que:

$$V_1 = \frac{718.42 \angle 0}{4} = 179.605 \angle 0 V$$

El valor anterior representa la magnitud pico del fasor fundamental de voltaje. Finalmente, para obtener el fasor de voltaje eficaz, basta con dividir la magnitud pico sobre  $\sqrt{2}$ , tal que:

$$V_{RMS\,1} = \frac{179.605 \angle 0}{\sqrt{2}} = 127 \angle 0 V$$

De igual forma, pero para la señal de corriente, se emplean los datos reordenados de la señal de corriente, mostrados en la tabla C.5, para ejecutar las operaciones de mariposa y obtener su respectivo espectro de frecuencia. Las tres etapas del cálculo se muestran en las tablas C.9, C.10 y C.11.

	-			
40.5035		$40.5 + (-40.5)W_2^0 = 40.5 - 40.5e^{-\frac{22(0)}{2}} = 40.5 - 40.5(1)$	=	0
-40.5035		$40.5 - (-40.5)W_2^0 = 40.5 + 40.5e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 40.5 + 40.5(1)$	=	81.0069
15.6947	$\rightarrow \rightarrow $	$15.7 + (-15.7)W_2^0 = 15.7 - 15.7e^{-\frac{2\pi(0)}{2}} = 15.7 - 15.7(1)$	=	0
-15.6947		$15.7 - (-15.7)W_2^0 = 15.7 + 15.7e^{-j\frac{2\pi(0)}{2}} = 15.7 + 15.7(1)$	=	31.3894
38.6557	$\rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow \rightarrow$	$38.7 + (-38.7)W_2^0 = 38.7 - 38.7e^{-\frac{22(0)}{2}} = 38.7 - 38.7$	=	0
-38.6557		$38.7 - (-38.7)W_2^0 = 38.7 + 38.7e^{-\frac{22(0)}{2}} = 38.7 + 38.7$	=	77.3114
-14.9293		$-14.9 + 14.9W_2^0 = -14.9 + 14.9e^{-\frac{220}{2}} = -14.9 + 14.9$	=	0
14.9293		$-14.9 - 14.9 W_2^0 = -14.9 - 14.9 e^{-\frac{2\pi(0)}{2}} = -14.9 - 14.9$	=	-29.8586

Tabla C.9 Cálculos de primera etapa de FFT de señal de corriente. Mariposas con dos elementos.

		· · ·		
0	┝╲╌┾╾	$0 + 0W_4^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 + 0(1)$	=	0
81.0069		$81 + 31.39W_4^1 = 81 + 31.39e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 81 + 31.39(1\angle -90)$	=	86.8730∠-21.1777
0		$0 - 0W_4^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 - 0(1)$	=	0
31.3894		$81 - 31.39W_4^1 = 81 - 31.39e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 81 + 31.39(1\angle -90)$	=	86.8730∠21.1777
0	᠆᠆᠆᠆	$0 + 0W_4^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 + 0(1)$	=	0
77.3114	$\rightarrow$	$77.31 + (-29.85)W_4^1 = 77.31 - 29.85e^{-\frac{2\pi(1)}{4}} = 77.31 - 29.85(1 \angle -90)$	=	82.8769∠21.1171
0		$0 - 0W_4^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{4}} = 0 - 0(1)$	=	0
-29.8586		$77.31 - (-29.85)W_4^1 = 77.31 + 29.85e^{-j\frac{2\pi(1)}{4}} = 77.31 + 29.85(1\angle -90)$	=	82.8769∠-21.1171

Tabla C.10 Cálculos	de segunda etapa de	FFT de señal de corriente.	Mariposas con cuatro elementos.

Tabla C.11 Cálculos de tercera etapa de FFT de señal de corriente. Mariposas con ocho elementos.

0	<b>→                                    </b>	$0 + 0W_8^0 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{8}} = 0 + 0(1)$	=	0
86.8730∠-21.1777	$\rightarrow$ $\langle / / / / / / / / / / / / / / / / / / $	$86.87 \angle -21.18 + (82.88 \angle 21.12)e^{-j\frac{2\pi(1)}{8}}$	=	169.7056∠-22.5
0	┝╺╲╳╱╦→	$0 + 0W_8^2 = 0 + 0e^{-j\frac{2\pi(2)}{8}} = 0 + 0(1\angle -90)$	=	0
86.8730∠21.1777	→₃₩₩₩₽	$86.87 \angle 21.18 + ((82.88 \angle -21.12)e^{-j\frac{2\pi(3)}{8}})$	=	5.6569∠-22.5
0	┝┉╱╱╱╡╸	$0 - 0W_8^0 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(0)}{8}} = 0 + 0(1)$	=	0
82.8769∠21.1171		$86.87 \angle -21.18 - (82.88 \angle 21.12)e^{-j\frac{2\pi(1)}{8}}$	=	5.6569∠22.5
0		$0 - 0W_8^2 = 0 - 0e^{-j\frac{2\pi(2)}{8}} = 0 - 0(1\angle -90)$	=	0
82.8769∠-21.1171	<b>₩</b> ³d →	$86.87 \angle 21.18 - (82.88 \angle -21.12)e^{-j\frac{2\pi(3)}{8}}$	=	169.7056∠22.5

Dividiendo los resultados de la tercera etapa sobre el factor correspondiente para cada localidad (N = 8 ó N/2 = 4), se obtienen las magnitudes pico de las diferentes componentes que integran la señal de corriente. Finalmente, dividiendo estos últimos sobre  $\sqrt{2}$  se obtiene el espectro de frecuencia de corriente eficaz. Los valores que resultan de los pasos descritos en este párrafo, se muestran en la tabla C.12.

		Resultados 3ra. Etapa	Dividir entre	Espectro de Frecuencia Magnitud Pico	Espectro de Frecuencia Valor eficaz
I[0]	Componente de corriente directa	0	8	0	0
<b>I</b> [1]	Componente fundamental	169.7086∠-22.5	4	42.4264∠-22.5	30∠-22.5
I[2]	Segundo armónico	0	4	0	0
I[3]	Tercer armónico	5.6569∠-22.5	4	1.4142∠-22.5	1∠-22.5
<b>I</b> [4]	Cuarto armónico	0	4	0	0
I[5]	Espejo del tercer armónico	5.6569∠22.5	4	1.4142∠22.5	1∠22.5
I[6]	Espejo del segundo armónico	0	4	0	0
I[7]	Espejo del primer armónico	169.7086∠22.5	4	42.4264∠22.5	30∠22.5

Tabla C.12 Espectro de frecuencia de la señal de corriente.

# Apéndice D Descripción del Microcontrolador MCF51EM256 y sus Periféricos.

### • Características Generales

Los Microcontroladores MCF51EM256 son dispositivos de tipo "SoCs" que están basados en el núcleo ColdFire V1. Cuenta con un conjunto de periféricos embebidos dentro del mismo chip que los hacen atractivo, principalmente, para aplicaciones de medición. Algunas de sus principales características son:

- 1. Opera a una velocidad de hasta 50.33 MHz.
- 2. Núcleo ColdFire V1 con Unidad de Multiplicación-Suma.
- 3. Módulo Controlador de LCD.
- 4. 256 KB de memoria flash.
- 5. 16 KB en RAM.
- 6. 32 bytes de RAM con alimentación independiente.
- 7. Reloj de tiempo real con alimentación y base de tiempo independiente.
- 8. Periféricos de comunicación como UART, IIC y SPI.
- 9. Convertidor analógico-digital de aproximaciones sucesivas de 16 bits de resolución [80].

Ampliando un poco las características mencionadas, la Unidad de Multiplicación-Suma proporciona un conjunto de operaciones apropiadas para procesamiento de señales digitales que mejoran el desempeño del código embebido en el MCU, ya que soporta las instrucciones de multiplicación de enteros signados y no signados. Además, proporciona funcionalidad en operaciones de multiplicación-acumulación y diversas operaciones entre registros [81].

Por otro lado, el módulo controlador del LCD está diseñado para generar las formas de onda apropiadas para manejar paneles LCD alfanuméricos o personalizados. Este módulo cuenta con varios parámetros de control y tiempo que pueden ser configurados por software, dependiendo de los requerimientos de cada aplicación.

Otro aspecto importante es la comunicación con dispositivos externos. En el caso de la aplicación propuesta en esta tesis, se implementó una comunicación asíncrona serial con el receptor GPS para recibir información en protocolo NMEA-0183 que proporciona información de tiempo y posición del receptor. Por otra parte, el módulo XBee-ZB también emplea comunicación asíncrona serial para enviar y recibir información dentro de una red local de dispositivos.

En la figura D.1 se muestra un diagrama a bloques de todos los periféricos del MCF51EM256, aquellos que se utilizan en la implementación del medidor prototipo se detallan en las secciones subsecuentes de este apéndice.



Figura D.1 Periféricos del MCF51EM256. Adaptado de [80].

• Fuente de reloj interno (ICS)

El ICS proporciona varias opciones de fuentes de reloj para el MCU. Este periférico contiene un lazo de frecuencia fijo (FLL) para generar frecuencias estables, ya sea de una referencia interna o externa [81]. Cuenta con un oscilador interno de 32768 Hz y tres osciladores controlados digitalmente (DCO) dentro del FLL para aumentar el rango de frecuencia del oscilador interno, hasta un valor máximo de 50.33 MHz. Aunque cuenta con un oscilador interno, también puede trabajar con uno externo, y de igual forma, aumentar la frecuencia con el uso de los DCO.

Para la implementación del MPI se utilizó la máxima frecuencia posible, que como ya se ha indicado, es de 50.33 MHz; esto permite acelerar todos los procesos que realiza el MCU. Para obtener el máximo valor de frecuencia utilizando el reloj interno, es necesario modificar los siguientes registros:

- IREFS: permite seleccionar entre el oscilador interno o externo como señal referencia.
- DRS: determina cual de los tres DCO será utilizado por el FLL.
- CLKS: selecciona la señal de reloj que se utilizará como salida del ICS.
- BDIV: divide la frecuencia de salida del FLL entre algún factor determinado.

El registro IREFS fue programado para utilizar el reloj de referencia interno; el DRS se configuró para seleccionar el DCO que proporciona el más alto rango de frecuencias (DCOH); el

registro CLKS fue programado para que opte por la salida del FLL; y finalmente, BDIV divide la señal de reloj resultante entre un valor unitario para mantener la máxima frecuencia posible.

Lo descrito en el párrafo anterior se resume en la figura D.2, donde aparecen resaltados en rojo el oscilador interno y el DCOH dentro de la FLL; en color azul se muestran los registros que fueron modificados y en color amarillo la trayectoria de la señal de reloj. Existen varias señales de reloj que entrega el ICS, sin embargo, solo se utiliza ICSOUT.



Figura D.2 Módulo ICS. Adaptado de [81].

La señal ICSOUT inevitablemente pasa a través de un divisor que reduce su frecuencia a la mitad. La señal resultante de esta operación se conoce como BUSCLK, la cual es distribuida a la mayoría de los periféricos del MCU. Solo el procesador y unos cuantos periféricos utilizan directamente ICSOUT, esto con la finalidad de garantizar que el procesador siempre opere a una mayor velocidad que el resto de los componentes del MCU.

Por lo anterior, se puede decir que:

$$BUSCLK = \frac{ICSOUT}{2} \tag{D.1}$$

La frecuencia del ICSOUT se determina a partir de la frecuencia del reloj interno de 32768 Hz, multiplicada por el factor 1536 (originado por el DCOH dentro del FLL), tal que:

$$ICSOUT = 32768 \times 1536 = 50331648 Hz$$
 (D.2)

Sustituyendo ICSOUT en la ecuación D.1 se tiene que:

$$BUSCLK = \frac{50331648}{2} = 25165824 \ Hz \tag{D.3}$$

El BUSCLK es una señal muy importante, ya que la gran mayoría de los periféricos trabajan con este reloj, incluyendo el PDB y el ADC. Por lo tanto, el valor calculado en la ecuación D.3 toma una particular relevancia, al momento de desarrollar el programa de mediciones eléctricas, ya que influye directamente en la frecuencia de muestreo del dispositivo.

La figura D.3 muestra los periféricos que reciben el BUSCLK como fuente de reloj y también aquellos que reciben directamente ICSOUT.



Figura D.3 ICSOUT y BUSCLK. Adaptado de [81].

### • Bloque de retardos programables (PDB)

Muchas aplicaciones requieren sincronizar el tiempo en que se obtienen las muestras de alguna señal con respecto a algún evento en particular. El PDB facilita esta actividad proporcionando pulsos de disparo para el ADC que pueden estar diferidos con respecto a una señal externa, a un disparo por software, algún evento específico o por intervalos programados. Cabe señalar que para realizar todas las actividades mencionadas, el PDB también debe ser disparado, ya sea a través de una señal externa o por software. Dependiendo si se encuentra en modo sencillo o continuo, puede realizar solo uno o múltiples disparos periódicamente.

El PDB es prácticamente un contador que cada vez que alcanza un valor determinado, dispara algún canal del ADC. Dicho valor es definido por el registro identificado como "MOD". El

tiempo que el PDB tarda en realizar un disparo depende directamente de la frecuencia de la señal de reloj que recibe (BUSCLK) y del valor programado en "MOD".

El PDB también es capaz de realizar dos disparos por convertidor denominados disparo A y disparo B. El retardo asociado a estos disparos se controla asignando un determinado valor numérico a los registros "Delay A" y "Delay B". De tal forma que cada que el contador del PDB alcanza alguno de los valores programados en "Delay A" o "Delay B" se efectúa el respectivo disparo (disparo A o disparo B). Esta función es muy útil en aplicaciones de mediciones eléctricas, considerando que la señal de corriente puede estar desplazada de su respectiva señal de voltaje, debido al efecto inductivo de algunos sensores de corriente. En estos casos, el disparo A suele utilizarse para iniciar la conversión de una muestra de la señal de voltaje, y un cierto tiempo después, enviar el disparo B para obtener la muestra de la señal de corriente, compensando el retraso de esta última.

Otro registro importante del PDB es el denominado como "iDelay". Cuando está habilitado y se le declara un cierto valor numérico, el PBD genera una interrupción cada vez que su contador alcanza el valor programado en "iDelay".

Se debe tener presente que cualquier número programado en los registros "Delay A", "Delay B" y "iDelay" debe ser menor al establecido en "MOD". De lo contrario, el contador nunca alcanzaría los valores programados en los registros de retardo, ya que el contador del PDB se reinicia cada vez que alcanza el valor definido en MOD. La figura D.4 muestra un esquema a bloques que ilustra la función de los registros "iDelay" y "MOD" dentro del PDB.



El registro "MOD" es sumamente crítico, ya que determina el tiempo entre cada disparo del ADC. En consecuencia, la frecuencia de muestreo del convertidor esta directamente ligada a este registro. Por otro lado, la interrupción vinculada al registro "iDelay" se utilizó en el programa de medición para copiar los resultados de las conversiones del ADC.

Ahora bien, para determinar una frecuencia de muestreo apropiada, primero es necesario definir la cantidad de muestras que se desea obtener por cada periodo de señal y conocer la frecuencia de la señal de interés. Teniendo a la mano esta información, se debe aplicar la siguiente ecuación:

$$f_m = N \times f_s \tag{D.4}$$

Donde  $f_m$  = frecuencia de muestreo deseada (Hz). N = número de muestras por periodo.  $f_s$  = frecuencia de la señal de interés (Hz).

Considerando que el PDB recibe una señal de reloj fija de 25165824 Hz (calculado en ecuación D.3), la frecuencia de muestreo del ADC dependerá solamente del valor máximo que pueda alcanzar el contador del PDB, es decir, del valor programado en "MOD". Por lo tanto, el valor que se debe asignar a este registro se obtiene aplicando la siguiente expresión:

$$PDB \ MOD = \frac{BUSCLK}{f_m} \tag{D.5}$$

Donde *PDB MOD* = valor numérico del registro "MOD" del PDB.

Sustituyendo la ecuación D.4 en D.5, se tiene que:

$$PDB \ MOD = \frac{BUSCLK}{N \times f_s} \tag{D.6}$$

Si se desean obtener 64 muestras por ciclo eléctrico y la frecuencia nominal de la señal de interés es de 60 Hz, se sustituyen estos valores en la ecuación D.6, junto con el valor de frecuencia del BUSCLK (calculada en la ecuación D.3). Con esta información, se obtiene el valor que deberá ser programado en el registro MOD para estas condiciones, tal que:

$$PDB \ MOD = \frac{25165824}{64 \times 60} = 6553.6 \tag{D.7}$$

Como se indicó anteriormente, los valores asignados a los registros iDelay, Delay A & Delay B deben ser menores al PDB MOD obtenido en la ecuación D.7; de lo contrario, las funciones vinculadas a estos retardos nunca se llevarán a cabo. En caso de utilizar los tres registros de
retardo a la vez, se recomienda también que "iDelay" sea mayor que "Delay A" y "Delay B" para garantizar que la interrupción del PDB se ejecute después de que todas las conversiones hayan sido realizadas.

# • Convertidor Analógico-Digital (ADC)

El ADC embebido dentro del microcontrolador MCF51EM256, es un convertidor de aproximaciones sucesivas que permite digitalizar señales reales para implementar una gran variedad de algoritmos de medición y procesamiento de señales [81]. Algunas de sus principales características son:

- 4 pares de entradas analógicas diferenciales.
- 24 entradas analógicas sencillas.
- Resolución máxima de 16 bits.
- Realiza conversiones sencillas o continuas.
- Selección de señal de disparo.
- Función de promedio por hardware.
- Tiempo de muestra ajustable.

Una de las particularidades que presenta este convertidor es que puede ser disparado por hardware, específicamente por el PDB. Esto le permite hacer muestreos en tiempos específicos o con cierto retardo con respecto a otro canal.

El ADC maneja entradas sencillas o diferenciales. En el caso de las entradas sencillas, el convertidor obtiene un valor numérico en relación al voltaje aplicado a dicha entrada con respecto a una referencia (generalmente tierra). El resultado de la conversión, en este tipo de entradas, siempre es un valor no signado que varía desde 0 hasta  $2^{16}$ . Por otro lado, las entradas diferenciales resultan sumamente útiles cuando se desea medir la caída de voltaje en algún elemento. Este tipo de entradas determina la resta de los voltajes que recibe en sus dos terminales. El valor resultante es digitalizado por el convertidor y puede ser un número signado que varía desde –  $(2^{15})$  hasta  $2^{15}$ .

Otra función importante del convertidor es la función <u>Promedio por Hardware</u> que obtiene el promedio de un número determinado de muestras (4, 8, 16 ó 32 muestras) y entrega un solo resultado. Todas las operaciones se realizan internamente en el hardware del convertidor. Esta función proporciona mayor estabilidad a las mediciones y no se requiere programación adicional.

Finalmente, el ADC cuenta también con una función que permite modificar la duración del muestreo, con la finalidad de mejorar la precisión de cada conversión. A esta función también se le conoce como <u>"Longitud de Muestra"</u>. Para entender esta característica, considere la figura D.5

donde se aprecia un circuito básico de muestreo/retención. Entiéndase por duración de muestreo como el tiempo en que  $SW_1$  permanece cerrado y cargando  $C_H$ . Se dice que cuando  $SW_1$  está cerrado, el circuito está en modo de muestreo y cuando  $SW_1$  está abierto, se encuentra en modo de retención. Circuitos como este son utilizados para garantizar un voltaje estable durante todo el proceso de conversión, independientemente de la posición de  $SW_1$ . Dicho lo anterior, se puede agregar que el convertidor del MCF51EM256 permite prolongar la duración del muestreo hasta por 20 ciclos de reloj. Esto aumenta la precisión, así como la estabilidad de las conversiones.

Una buena práctica es utilizar al mismo tiempo las funciones de promedio por hardware y longitud de muestra para obtener todos los beneficios ya mencionados. No obstante, también existen limitaciones. Entre más largo sea el tiempo de muestra o mayor la cantidad de muestras a considerar en un promedio, se incrementara el tiempo que tarda el convertidor en obtener cada resultado, por lo que la velocidad de muestreo puede verse limitada. En casos extremos, puede darse el caso en que el PDB vuelva a disparar el convertidor antes de que este haya finalizado la conversión anterior, provocando mediciones repetidas o nulas.



Figura D.5 Circuito de muestreo/retención.

El ADC, así como el resto de los periféricos, recibe una señal de reloj con la que realiza todas sus funciones. Entre mayor sea la frecuencia de esta señal, el ADC tendrá la capacidad de hacer una mayor cantidad de operaciones en un menor tiempo. La tabla D.1 muestra la configuración propuesta para el ADC tanto para los canales que procesan señales de voltaje como para los que manejan las señales de corriente. Estos parámetros tratan de aprovechar al máximo todos los beneficios de las características y funciones que ofrece el hardware de este convertidor.

Parámetro	Voltaje	Corriente
Modo de conversión	Sencilla	Sencilla
Tipo de entrada	Sencilla	Diferencial
Formato de resultados	16 bits	16 bits
Disparo de conversión	Hardware	Hardware
Disparo de Hardware	PDB	PDB
Promedio de Hardware	8	8
Muestra larga	20 ciclos	20 ciclos

Tabla D.1 Configuración del ADC.

# • Reloj de tiempo real independiente (IRTC)

El IRTC proporciona las funciones típicas de un reloj de tiempo real ordinario como fecha y hora del día, adicionalmente contiene un sistema de protección contra alteraciones y 32 bytes de memoria RAM [81].

Este periférico se alimenta de forma independiente del resto del MCU. La tarjeta DEMOEM utiliza una batería CR2032 para energizar este periférico a través del pin VBAT. Esto permite retener la información de tiempo y preservar la información contenida en la memoria RAM vinculada a este periférico.

Su uso es relativamente sencillo, una vez energizado e inicializado, solo se requiere actualizar los registros que controlan la fecha y hora actual; automáticamente, el IRTC continuará la cuenta de tiempo como cualquier otro reloj ordinario.

Se requiere un procedimiento especial, pero nada complejo, para tener acceso a la memoria RAM del IRTC. Esta se encuentra normalmente restringida y no permite realizar acciones de escritura o lectura de información. Para deshabilitar esta protección, basta con asignar una secuencia de datos en un registro en particular.

# • Interfaz de comunicación serial (SCI)

El SCI permite establecer comunicación asíncrona serial con dispositivos periféricos, otros microcontroladores o computadoras personales [81]. Algunas de las características del SCI son: comunicación Dúplex bajo formato NRZ estándar, buffer de datos independiente para transmisor y receptor, velocidad de transmisión programable, operación por interrupciones, etc.

El fabricante proporciona funciones y código ya desarrollado conocido como "Freescale Beans" de Processor Expert<sup>TM</sup> que facilita el manejo de este y otros periférico. Utilizando estos "beans", el uso de este periférico se limita a aplicar algunas funciones conforme a los prototipos establecidos.

También es necesario especificar algunos parámetros de comunicación como velocidad de transmisión (tasa de baudios), paridad, bit de parada, definir el tamaño del buffer de datos de entrada y salida, entre otros; sin embargo, resulta relativamente sencillo manejarlo aprovechando las funciones existentes.

El MCU cuenta con tres interfaces de comunicación serial designados como SCI1, SCI2 y SCI3. El SCI2 se utilizó para implementar la comunicación con el receptor GPS, mientras que el SCI3 hace lo propio con el módulo Xbee-ZB. Intencionalmente se dejo libre el SCI1, ya que la tarjeta DEMOEM cuenta con las locaciones necesarias para implementar comunicación RS-232.

#### • Comparador Analógico con Referencia Programable (PRACMP)

El PRACMP es un comparador CMOS que cuenta con una referencia programable conectada a una de sus entradas. Prácticamente, el dispositivo puede dividirse en dos partes: un generador de referencias programable y un comparador analógico. El comparador tiene ocho pines de entrada, de los cuales, cada uno de ellos puede ser comparado con cualquiera del resto [81].



Figura D.6 Comparador analógico de referencia programable. Adaptado de [81].

El generador de referencias es un generador programable que puede producir una salida mínima de voltaje de 1/32 del voltaje de entrada, con incrementos del mismo valor. Este voltaje de entrada puede ser incluso una señal externa. La salida del generador de referencias es una de las ocho entradas del comparador.

La parte superior de la figura D.6 muestra el generador programable, mientras que en la parte inferior se observa el comparador analógico. También se puede apreciar que existen dos opciones de voltaje de entrada para el generador ( $V_{in1} \& V_{in2}$ ) y que el voltaje de salida (PRG output) se dirige a las entradas del comparador para ser usado como posible referencia.

El MCF51EM256 cuenta con dos comparadores de este tipo, definidos como PRACMP1 y PRACMP2. En la figura D.6, se aprecia como cada comparador cuenta con 8 posibles entradas que se seleccionan con los registros ACPSEL y ACMSEL.

El MPI utiliza los canales 2 y 3 del segundo comparador (PRACMP2) y los emplea como la entrada positiva y negativa respectivamente. A este periférico se envía la señal de voltaje de la Fase A y un voltaje constante de 1.65V para detectar los cruces por cero de dicha fase.

# • Módulo controlador de LCD

Entre sus periféricos, el MCU cuenta con un módulo especialmente diseñado para el manejo y control de paneles LCD. Para esto, se requiere de un software que relacione los registros del controlador con las especificaciones particulares de cada pantalla. En la referencia [23], el fabricante del MCU proporciona documentación relevante sobre este controlador, junto con el programa de abstracción necesario para controlar un panel GD3980 utilizando el microcontrolador MCF51EM256.

El programa de abstracción mencionado está contenido en el archivo LDC\_HAL.c y su respectivo programa de definiciones es LCD\_HAL.h. Entiéndase por HAL como las siglas en ingles de "Capa de Abstracción de Hardware". Esto se define como una colección de componentes de software que directamente manipulan los recursos de hardware. En otras palabras, el programa dentro del archivo LCD\_HAL.c define funciones que configuran los requerimientos de la pantalla en los registros del módulo del MCU. Sobre esta capa se montan las aplicaciones y se manipula el hardware a través de las funciones definidas en este programa.

Los archivos LCD\_HAL.c y LCD\_HAL.h fueron adjuntados al programa de mediciones eléctricas para controlar el panel LDC de la tarjeta DEMOEM donde se despliegan las mediciones que determina el MPI.

# Apéndice E Descripción del Sistema de Comunicación

Para comunicar el sistema de medición propuesto en esta tesis, se hace uso del paquete de soluciones "Drop-in Networking" de Digi® que permite implementar una red de dispositivos de medición con comunicación inalámbrica bidireccional y una amplia variedad de protocolos estandarizados o protocolos propietarios de la misma marca.

En este caso en particular, el término "Drop-in Networking" se refiere a redes inalámbricas de tipo "end-to-end" que proporcionan conectividad a dispositivos electrónicos en situaciones donde no existe un cableado, o bien, cuando este resulta inadecuado para una aplicación específica [82].

Basado en el estándar IEEE 802.15.4 y diseñado para operar en ambientes de radiofrecuencia hostiles presentes en algunas aplicaciones comerciales o industriales, ZigBee es un conjunto de protocolos de comunicación para la creación de redes inalámbricas de bajo volumen de datos y corto alcance. No obstante, presenta algunas ventajas como bajo costo, mínimo consumo de energía y la capacidad de soportar redes de tipo malla [83]. La figura E.1 presenta una comparación entre el protocolo ZigBee y dos de los protocolos inalámbricos más conocidos actualmente.



Figura E.1 ZigBee vs Wi-Fi vs Bluetooth. Adaptado de [74].

La capacidad de soportar redes de tipo malla permite interconectar a todos los nodos que forman parte de la red como se aprecia en la figura E.2. Esto proporciona múltiples rutas de conexión entre dos puntos específicos y una gran estabilidad, ya que la red puede reconfigurarse automáticamente en caso de falla en alguno de los nodos [84].

Además, este protocolo maneja tres tipos de nodos con diferentes características cada uno. Dichos nodos son:

- Coordinador ZigBee: es el controlador principal de la red de dispositivos. Este nodo es el encargado de crear la red, asignar direcciones a los demás nodos y manejar todas las funciones necesarias para administrar, asegurar y mantener dicha red en operación. Una red ZigBee normalmente cuenta con un solo nodo coordinador y es indispensable para la creación de la misma [85].
- Ruteador ZigBee: se trata de un nodo de funcionalidad completa. Puede unirse a redes existentes, enviar, recibir o incluso retransmitir información dirigida a otro nodo. Un ruteador ZigBee debe estar permanentemente energizado para poder ejecutar las funciones mencionadas [85].
- Dispositivo final: estos dispositivos son prácticamente una versión simplificada del ruteador. Realizan las mismas funciones que este último excepto que no pueden reenviar información a otro nodo. Por tal motivo, su hardware es menos costoso y pueden ser energizados en forma intermitente, ahorrando energía al entrar en modo de bajo consumo [85].

Los dispositivos finales siempre requieren de un nodo ruteador o coordinador para que sea su dispositivo padre. El dispositivo padre permite a los dispositivos finales unirse a la red y además almacena los mensajes dirigidos al dispositivo final cuando este último se encuentra en modo de bajo consumo. [85].



Figura E.2 Red ZigBee mallada. Adaptado de [74].

Aunado a las ventajas ya mencionadas, existen dispositivos conocidos como "ZigBee Gateways" que proporcionan una interfaz entre la red ZigBee y otra red que utilice un estándar de comunicación diferente. Un caso típico es un gateway que maneja tanto protocolo ZigBee como protocolo de internet, ya sea con conectividad vía celular, Wi-Fi o Ethernet; de tal manera que convierte la información en protocolo ZigBee a paquetes de internet y viceversa,

proporcionándole una dirección IP a la red local de radio [74]. Esto permite que la información obtenida dentro de esta red local, así como los parámetros de configuración de la misma, sean accesibles a través de una red de comunicación de área amplia (WAN) como lo es internet.

# **Apéndice F Diagramas Esquemáticos y Archivos Gerber**

Este apéndice muestra los diagramas esquemáticos de la tarjeta DEMOEM y la TAS. También presenta los dibujos de distribución de componentes de ambas y los dibujos de fabricación (archivos Gerber) de la TAS.



Figura F.1 Vista superior e inferior de tarjeta DEMOEM. Adaptado de [76].



Figura F.2 Esquemáticos DEMOEM 1/10. Pines del microcontrolador. Adaptado de [76].



271



Figura F.4 Esquemáticos DEMOEM 3/10. Microcontrolador MC9S08QE8. Adaptado de [76].





Figura F.5 Esquemáticos DEMOEM 5/10. RS-232 & SPI. Adaptado de [76].



Figura F.6 Esquemáticos DEMOEM 6/10. LCD e interfaz de usuario. Adaptado de [76].



Figura F.7 Esquemáticos DEMOEM 7/10. Interfaz IR. Adaptado de [76].



Figura F.8 Esquemáticos DEMOEM 8/10. BDM & reset. Adaptado de [76].



Figura F.9 Esquemáticos DEMOEM 9/10. RTC. Adaptado de [76].



Figura F.10 Esquemáticos DEMOEM 10/10. Interfaz IR. Touch Pad. Adaptado de [76].



Figura F.11 Vista superior e inferior de la tarjeta de adecuación de señales.



Figura F.12 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 1/4. Circuitos de adecuación de corriente.



Figura F.13 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 2/4. Módulos Xbee & GPS.

m

С

A

Α



Figura F.14 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 3/4. Fuente de poder y reguladores de voltaje.



Figura F.15 Esquemáticos de tarjeta de adecuación de señales 4/4. Circuitos de adecuación de voltaje.



Figura F.16 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 1/10. "Keep Out Layer".





Figura F.18 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 3/10. "Bottom Layer".



Figura F.19 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 4/10. "Top Overlayer".



Figura F.20 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 5/10. "Bottom Overlayer".



Figura F.21 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 6/10. "Top Solder".



Figura F.22 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 7/10. "Bottom Solder".



Figura F.23 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 8/10. "Drill Drawing".



Figura F.24 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 9/10. "Drill Guide".



Figura F.25 Dibujos de fabricación de tarjeta de adecuación de señales 10/10. "All Layer".
## Apéndice G Software del Medidor Prototipo

En este apéndice se presenta el código fuente del programa de mediciones eléctricas implementado en el Microcontrolador MCF51EM256 de la tarjea DEMOEM. Incluye el programa principal, el programa de eventos y el archivo de definiciones del proyecto (.h).

/\*/////CodeWarrior ColdFireV1 C Compiler///////\*/ /\* Including needed modules to compile this module/procedure \*/ #include <stdio.h> #include "stdlib.h" #include "Cpu.h" #include "Events.h" #include "Secuenciador.h" #include "Fase\_A.h" #include "Fase\_B.h" #include "Fase\_C.h' #include "Neutro.h" #include "RS232.h" #include "GPS.h" #include "Xbee.h' #include "PB1.h" #include "PB2.h" #include "PB3.h" #include "PB4.h" #include "LED1.h" #include "LED2.h" #include "LED3.h" #include "LED4.h" #include "GPS\_EXT\_ISR.h" #include "TI1.h" /\* Include shared modules, which are used for whole project \*/ #include "PE\_Types.h" #include "PE\_Error.h" #include "PE\_Const.h' #include "IO\_Map.h" #include "SmartMeter\_SoftwareX.h" #include "ADC16.h" #include "LCD\_HAL.h" #include "LCD\_HAL.c" //Variable de calibración del ADC tADC \*ADCPointer; //Variables de Sumatoria de Energia int EnergyChanged, energy\_index; unsigned short energy\_gain2[]={11971,12154,12636}; //unsigned short energy\_gain2[]={11098,11006,11087};

//unsigned short energy\_gain2[]={11093,11001,11069}; volatile short Energ [N\_Fases]; signed long long Sum\_Energ[N\_Fases]; //Estructuras de medición Small\_power\_vec Power\_time [N\_Fases], Small\_Average\_Power [N\_Fases]; Power\_freq [N\_Fases], Average\_Power [N\_Fases]; Power vec //Arreglo para cálculo de frecuencia dword Tdif[3], Freq; //Estructuras de Sumatorias para promedio de mediciones Sum\_power\_vec Power\_Sum [N\_Fases]; Sum\_small\_power\_vec Small\_Power\_Sum [N\_Fases]; //Variables de FFT short FFT\_Real\_Va[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Imag\_Va[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Real\_Ia[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Imag\_Ia[SAMPLE\_FOR\_FFT]; short FFT\_Real\_Vb[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Imag\_Vb[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Real\_Ib[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Imag\_Ib[SAMPLE\_FOR\_FFT]; short FFT\_Real\_Vc[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Imag\_Vc[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Real\_Ic[SAMPLE\_FOR\_FFT], FFT\_Imag\_Ic[SAMPLE\_FOR\_FFT]; //Variables de display signed long reading; eMeter meter\_index = METER\_E; ePhase phase\_index = PHASE\_A; //Variables del GPS extern GPS gps\_data; //Variables del Radio int xbee\_select=0; Xbee\_Output\_String Xbee\_data; char \*ap\_msj, msj\_main[] = "SMART METER 001 HERE!!!"; //Variables Externas extern int cycle\_conter, BUFFER\_READY, meter\_status, k1, k2, command\_identifier, received\_command; extern short Voltage\_A [128], Current\_A[128]; extern short Voltage\_B [128], Current\_B[128]; extern short Voltage\_C [128], Current\_C[128]; /\*\*\*\*\*\*\* void main(void) /\* Write your local variable definition here \*/ //Variables de control int starting\_sample=0, current\_cycle\_conter, zero1=0, zero2=0, CURRENT\_BUFFER=0; //Variables para GPIO int PB1, PB2, PB3, PB4, PB1\_prev\_status, PB2\_prev\_status, PB3\_prev\_status, PB4\_prev\_status; /\*\*\* Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE !!! \*\*\*/ PE\_low\_level\_init(); /\*\*\* End of Processor Expert internal initialization. \*\*\*/ vfnLCD\_Init(); vfnLCD\_Set\_Display(); vfnLCD\_Clear\_Display(); \_LCD\_FREESCALE\_ON; /\*\*\*

RTC\_WP\_Disable(); if ((PB3\_GetVal()==0) && (PB4\_GetVal()==0)){ \*((short \*)&StandbyRAM[0]) = 0; \*((short \*)&StandbyRAM[2]) = 0; \*((short \*)&StandbyRAM[4]) = 0; }else{ Energ[Fase\_A] = \*((short \*)&StandbyRAM[0]); Energ[Fase\_B] = \*((short \*)&StandbyRAM[2]); Energ[Fase\_C] = \*((short \*)&StandbyRAM[4]); RTC\_WP\_Enable(); //Primera transimisión por Radio ap\_msj=&msj\_main[0]; Xbee\_SendChar((unsigned char)\*ap\_msj); ap\_msj++; //Disparo de Mediciones PDBSC\_SWTRIG=1; //Bucle infinito del programa for(;;) { if(BUFFER\_READY) { //Identifica el ciclo y la sección del buffer que estaba listo al iniciar los cálculos CURRENT\_BUFFER = BUFFER\_READY; current\_cycle\_conter = cycle\_conter; //Establece la muestra inicial para los cálculos a realizarse if(CURRENT\_BUFFER==1) {starting\_sample = 0; } if(CURRENT\_BUFFER==2) {starting\_sample = 64;} Energy\_Calc(&Voltage\_A[starting\_sample], &Current\_A[starting\_sample], &Power\_freq[Fase\_A],Fase\_A); EnergySum(&Power\_freq[Fase\_A], &Energ[Fase\_A],Fase\_A); Energy\_Calc(&Voltage\_B[starting\_sample], &Current\_B[starting\_sample], &Power\_freq[Fase\_B],Fase\_B); EnergySum(&Power\_freq[Fase\_B], &Energ[Fase\_B],Fase\_B); Energy\_Calc(&Voltage\_C[starting\_sample], &Current\_C[starting\_sample], &Power\_freq[Fase\_C],Fase\_C); EnergySum(&Power\_freq[Fase\_C], &Energ[Fase\_C],Fase\_C); if(EnergyChanged) { //Si se detecta consumo o aportación de energía RTC WP\_Disable(); //Deshabilita protección de escritura de StandbyRAM //Actualiza acumuladores de energía \*((short \*)&StandbyRAM[0]) = Energ[Fase\_A]; \*((short \*)&StandbyRAM[2]) = Energ[Fase\_B]; \*((short \*)&StandbyRAM[4]) = Energ[Fase\_C]; RTC\_WP\_Enable(); //Habilita protección de escritura de StandbyRAM EnergyChanged=0; //Restablece Bandera switch(energy\_index){ //Cambia estado de LEDs acorde al flujo de energia case 1: LED1\_ClrVal(); LED2\_SetVal(); LED3\_SetVal(); LED4\_SetVal(); break; case 2: LED1\_SetVal(); LED2\_ClrVal(); LED3\_SetVal(); LED4\_SetVal(); break; case 3: LED1\_SetVal(); LED2\_SetVal(); LED3\_ClrVal(); LED4\_SetVal(); break; case 4: LED1\_SetVal(); LED2\_SetVal(); LED3\_SetVal(); LED4\_ClrVal(); break; default: /\*Sin Actividad\*/ break; } switch(current\_cycle\_conter){

case 0: case 7: case 14: case 21: case 30: case 37: case 44: case 51: FFT(&Voltage\_A[starting\_sample], &FFT\_Real\_Va[0], &FFT\_Imag\_Va[0]); FFT(&Current\_A[starting\_sample], &FFT\_Real\_Ia[0], &FFT\_Imag\_Ia[0]); break: case 1: case 8: case 15: case 22: case 31: case 38: case 45: case 52: //Algoritmos en el dominio del tiempo Power\_Calc(&Voltage\_A[starting\_sample], &Current\_A[starting\_sample], &Power\_time[Fase\_A],Fase\_A); Small\_Measurements\_Sum(&Power\_time[Fase\_A], &Small\_Power\_Sum[Fase\_A]); //Algoritmos en el dominio de la frecuencia POWER\_FFT(&FFT\_Real\_Va[0], &FFT\_Imag\_Va[0], &FFT\_Real\_Ia[0], &FFT\_Imag\_Ia[0], &Power\_freq[Fase\_A]); Measurements\_Sum(&Power\_freq[Fase\_A], &Power\_Sum[Fase\_A]); break: case 2: case 9: case 16: case 23: case 32: case 39: case 46: case 53: FFT(&Voltage\_B[starting\_sample], &FFT\_Real\_Vb[0], &FFT\_Imag\_Vb[0]); FFT(&Current\_B[starting\_sample], &FFT\_Real\_Ib[0], &FFT\_Imag\_Ib[0]); break: case 3: case 10: case 17: case 24: case 33: case 40: case 47: case 54: //Algoritmos en el dominio del tiempo Power\_Calc(&Voltage\_B[starting\_sample], &Current\_B[starting\_sample], &Power\_time[Fase\_B],Fase\_B); Small\_Measurements\_Sum(&Power\_time[Fase\_B], &Small\_Power\_Sum[Fase\_B]); //Algoritmos en el dominio de la frecuencia POWER\_FFT(&FFT\_Real\_Vb[0], &FFT\_Imag\_Vb[0], &FFT\_Real\_Ib[0], &FFT\_Imag\_Ib[0], &Power\_freq[Fase\_B]); Measurements\_Sum(&Power\_freq[Fase\_B], &Power\_Sum[Fase\_B]); break; case 4: case 11: case 18: case 25: case 34: case 41: case 48: case 55: FFT(&Voltage\_C[starting\_sample], &FFT\_Real\_Vc[0], &FFT\_Imag\_Vc[0]); FFT(&Current\_C[starting\_sample], &FFT\_Real\_Ic[0], &FFT\_Imag\_Ic[0]); break: case 5: case 12: case 19: case 26: case 35: case 42: case 49: case 56: //Algoritmos en el dominio del tiempo Power\_Calc(&Voltage\_C[starting\_sample], &Current\_C[starting\_sample], &Power\_time[Fase\_C],Fase\_C); Small\_Measurements\_Sum(&Power\_time[Fase\_C], &Small\_Power\_Sum[Fase\_C]); //Algoritmos en el dominio de la frecuencia POWER\_FFT(&FFT\_Real\_Vc[0], &FFT\_Imag\_Vc[0], &FFT\_Real\_Ic[0], &FFT\_Imag\_Ic[0], &Power\_freq[Fase\_C]); Measurements\_Sum(&Power\_freq[Fase\_C], &Power\_Sum[Fase\_C]); break: case 6: case 13: case 20: case 36: case 43: case 50: //Monitorea GPIO y asigna el estado del pin a la variable PBx PB1=PB1\_GetVal(); PB2=PB2\_GetVal(); PB3=PB3\_GetVal(); PB4=PB4\_GetVal(); //Condición de anti-rebote Variables de control if((PB1==0) && (PB1\_prev\_status==PB1\_OFF)) meter\_index--; //Botón 1 Cambia menu principal en display if((PB2==0) && (PB2\_prev\_status==PB2\_OFF)) meter\_index++; //Botón 2 Cambia medición en display if((PB3==0) && (PB3\_prev\_status==PB3\_OFF)) phase\_index--; //Botón 3 Muestra la medición anterior en display if((PB4==0) && (PB4\_prev\_status==PB4\_OFF)) phase\_index++; //Botón 4 Cambia la fase en display //Despues de modificar variables de control, asigna estado actual a estado previo PB1\_prev\_status=PB1; PB2\_prev\_status=PB2; PB3\_prev\_status=PB3; PB4\_prev\_status=PB4; //Ajusta variables de control de display if(meter\_index<=METER\_NONE) meter\_index=METER\_FREQ; if(meter\_index>=METER\_LAST) meter\_index=METER\_E; if(phase\_index<=PHASE\_NONE) phase\_index=PHASE\_C; if(phase\_index>=PHASE\_ALL) phase\_index=PHASE\_A;

break;

case 27: case 57: //Promedio Fase A Small\_Average\_Measurement(&Small\_Power\_Sum[Fase\_A], &Energ[Fase\_A], &Small\_Average\_Power[Fase\_A], 2); Average\_Measurement(&Power\_Sum[Fase\_A], &Energ[Fase\_A], &Average\_Power[Fase\_A], 2); //Promedio Fase B Small\_Average\_Measurement(&Small\_Power\_Sum[Fase\_B], &Energ[Fase\_B], &Small\_Average\_Power[Fase\_B], 2); Average\_Measurement(&Power\_Sum[Fase\_B], &Energ[Fase\_B], &Average\_Power[Fase\_B], 2); //Promedio Fase C Small\_Average\_Measurement(&Small\_Power\_Sum[Fase\_C], &Energ[Fase\_C], &Small\_Average\_Power[Fase\_C], 2); Average\_Measurement(&Power\_Sum[Fase\_C], &Energ[Fase\_C], &Average\_Power[Fase\_C], 2); show\_in\_display(meter\_index, phase\_index); break: case 28: zero1= zeros(&Voltage\_B[starting\_sample]); break: case 29: zero2= zeros(&Voltage\_B[starting\_sample]); if((zero1==1)&&(zero2==1)){ Tdif[2]=Tdif[1]-Tdif[0]; Freq=(dword)((BusClk/((Tdif[2]\*PDBMOD)>>10))); }else{Freq=0;} break: case 58: ap\_msj=&Xbee\_data.data[0]; switch(command\_identifier){ case 1: Convert\_voltage\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break: case 2: Convert\_fund\_voltage\_to\_string(&Power\_freq[Fase\_A],'A'); break: case 3: Convert\_voltage\_phase\_angle\_to\_string('A'); break; case 4: Convert\_current\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break: case 5: Convert\_fund\_current\_to\_string(&Power\_freq[Fase\_A],'A'); break: case 6: Convert\_current\_phase\_angle\_to\_string('A'); break; case 7: Convert\_energy\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break: case 8: Convert\_active\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 9: Convert\_reactive\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 10:Convert\_distortion\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 11:Convert\_total\_reactive\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 12:Convert\_complex\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 13:Convert\_aparent\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 14:Convert\_desp\_factor\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 15:Convert\_dist\_factor\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 16:Convert\_power\_factor\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 17:Convert\_voltage\_thd\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 18:Convert\_current\_thd\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 19:Convert\_frequency\_to\_string('A'); break: case 20:Convert\_measurements\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_A],'A'); break; case 21:Convert\_buffer\_to\_string(&Voltage\_A[starting\_sample], 'V', 'A'); break; case 22:Convert\_buffer\_to\_string(&Current\_A[starting\_sample], 'T', 'A'); break; case 23:Convert\_FFT\_to\_string(&FFT\_Real\_Va[0], &FFT\_Imag\_Va[0], 'V', 'A'); break; case 24:Convert\_FFT\_to\_string(&FFT\_Real\_Ia[0], &FFT\_Imag\_Ia[0], 'I', 'A'); break; case 31:Convert\_voltage\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break: case 32:Convert\_fund\_voltage\_to\_string(&Power\_freq[Fase\_B],'B'); break; case 33:Convert\_voltage\_phase\_angle\_to\_string('B'); break: case 34:Convert\_current\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break: case 35:Convert\_fund\_current\_to\_string(&Power\_freq[Fase\_B],'B'); break; case 36:Convert\_current\_phase\_angle\_to\_string('B'); break; case 37:Convert\_energy\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break: case 38:Convert\_active\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break; case 39:Convert\_reactive\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break; case 40:Convert\_distortion\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break; case 41:Convert\_total\_reactive\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break; case 42:Convert\_complex\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break; case 43:Convert\_aparent\_power\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break; case 44:Convert\_desp\_factor\_to\_string(&Average\_Power[Fase\_B],'B'); break;

```
case 45:Convert_dist_factor_to_string(&Average_Power[Fase_B],'B'); break;
    case 46:Convert_power_factor_to_string(&Average_Power[Fase_B],'B'); break;
    case 47:Convert_voltage_thd_to_string(&Average_Power[Fase_B],'B'); break;
    case 48:Convert_current_thd_to_string(&Average_Power[Fase_B],'B'); break;
    case 49:Convert_frequency_to_string('B');
                                                               break:
    case 50:Convert_measurements_to_string(&Average_Power[Fase_B],'B'); break;
    case 51:Convert_buffer_to_string(&Voltage_B[starting_sample], 'V', 'B'); break;
    case 52:Convert_buffer_to_string(&Current_B[starting_sample], T, 'B'); break;
    case 53:Convert_FFT_to_string(&FFT_Real_Vb[0], &FFT_Imag_Vb[0], 'V', 'B'); break;
    case 54:Convert_FFT_to_string(&FFT_Real_Ib[0], &FFT_Imag_Ib[0], 'I', 'B'); break;
    case 61:Convert_voltage_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C');
                                                                       break:
    case 62:Convert_fund_voltage_to_string(&Power_freq[Fase_C],'C');
                                                                       break:
    case 63:Convert_voltage_phase_angle_to_string('C');
                                                                break:
    case 64:Convert_current_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C');
                                                                       break;
    case 65:Convert_fund_current_to_string(&Power_freq[Fase_C],'C');
                                                                       break;
    case 66:Convert_current_phase_angle_to_string('C');
                                                                break:
    case 67:Convert_energy_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C');
                                                                       break:
    case 68:Convert_active_power_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 69:Convert_reactive_power_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 70:Convert_distortion_power_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 71:Convert_total_reactive_power_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 72:Convert_complex_power_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 73:Convert_aparent_power_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 74:Convert_desp_factor_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 75:Convert_dist_factor_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 76:Convert_power_factor_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 77:Convert_voltage_thd_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 78:Convert_current_thd_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 79:Convert frequency to string('C');
                                                            break;
    case 80:Convert_measurements_to_string(&Average_Power[Fase_C],'C'); break;
    case 81:Convert_buffer_to_string(&Voltage_C[starting_sample], 'V', 'C'); break;
    case 82:Convert_buffer_to_string(&Current_C[starting_sample], 'I', 'C'); break;
    case 83:Convert_FFT_to_string(&FFT_Real_Va[0], &FFT_Imag_Vc[0], 'V', 'C'); break;
    case 84:Convert_FFT_to_string(&FFT_Real_Ia[0], &FFT_Imag_Ic[0], 'I', 'C'); break;
    case 91:Convert_unscaled_time_domain_voltage_to_string(); break;
    case 92:Convert_unscaled_time_domain_current_to_string(); break;
    case 93:Convert_unscaled_time_domain_power_to_string(); break;
    case 94:Convert_unscaled_freq_domain_voltage_to_string(); break;
    case 95:Convert_unscaled_freq_domain_current_to_string(); break;
    case 96:Convert_unscaled_freq_domain_power_to_string(); break;
    default: received_command=NO;
                                             break:
  command_identifier=NONE;
  break:
  case 59:
   if(received_command){
     ap_msj=&Xbee_data.data[0]:
      Xbee_SendChar((unsigned char)*ap_msj);
      *ap_msj=0x00;
      ap_msj++; received_command=NO;
   cycle_conter=0;
  break:
  default:
   //Do nothing
  break;
}
//Restablece la bandera BUFFER READY si aun no se encuentra listo el sig. bloque de muestras
if( (current_cycle_conter==cycle_conter) && (CURRENT_BUFFER==BUFFER_READY) ) BUFFER_READY=NONE;
```

/\*\*\* Don't write any code pass this line, or it will be deleted during code generation. \*\*\*/

}

```
/*** Processor Expert end of main routine. DON'T MODIFY THIS CODE !!! ***/
for(;;){}
/*** Processor Expert end of main routine. DON'T WRITE CODE BELOW !!! ***/
} /*** End of main routine. DO NOT MODIFY THIS TEXT !!! ***/
/* END SmartMeter_SoftwareX */
/*
**
**
   This file was created by Processor Expert 3.07 [04.34]
**
   for the Freescale ColdFireV1 series of microcontrollers.
**
*/
void FFT(short *Signal, short *Real_Out, short *Imag_Out){
 int i, ip, j, k, l, n, NM1, ND2, LE, LE2, UR, UI;
 short *p1, aux reduced buffer[64];
 long long TR, TI, FFT_Real[64], FFT_Imag[64];;
 NM1=SAMPLE_FOR_FFT-1;
 ND2=SAMPLE_FOR_FFT>>1;
 j=ND2;
 p1=Signal;
 //Copia datos del buffer original de muestras
 for(i=0; i<=SAMPLE_FOR_FFT; i++){
   aux_reduced_buffer[i]=*p1;
   p1+=N_SAMPLES/SAMPLE_FOR_FFT;
 }
 FFT_Real[0]=aux_reduced_buffer[0];
 FFT_Imag[0]=0;
 /*/////Bit Reversal///////*/
 //Reacomoda el paquete de muestras original para transformarlo al dominio de la frecuencia
 for(i=1;i<=SAMPLE_FOR_FFT-1;i++) {
   FFT_Real[i]=aux_reduced_buffer[j];
   FFT_Imag[i]=0;
   k=SAMPLE_FOR_FFT>>1;
   while(k<=j){
    j-=k;
     k/=2;
     if( (j==0) && (k==0) ) {break;}
   j+=k;
 }
 /*///////Mariposas/////////*/
 //Realiza las operaciones de mariposa hasta obtener el espectro de frecuencia de la señal
 //Dependiendo del numero de muestras, se determina la cantidad de ciclos
 //necesarios para calcular la FFT
 for(l=1; l<=FAC_SAMPLE_FOR_FFT; l++){
   LE=(0x01 << l);
   LE2=LE/2;
   UR=32768;
   UI=0;
   n=0;
   //Sub DFT calculations
```

```
for(j=1; j<=LE2; j++){
      ////Butterflies
      for(i=j-1; i<=NM1; i+=LE){
        ip=i+LE2;
        TR=((FFT_Real[ip]*UR) - (FFT_Imag[ip]*UI))>>15;
        TI=((FFT_Real[ip]*UI) + (FFT_Imag[ip]*UR))>>15;
        FFT_Real[ip]= FFT_Real[i] - TR;
        FFT_Imag[ip]= FFT_Imag[i] - TI;
        FFT_Real[i] = FFT_Real[i] + TR;
        FFT_Imag[i] = FFT_Imag[i] + TI;
      }
      //Twidle Factor Rotation
      n+=N_SAMPLES/LE;
      UR = (Cos\_coef\_k\_1[n]);
      UI= -(Sin_coef_k_1[n]);
    }
  }
  //Divide el primer elemento del espectro entre N y el resto entre N/2
  FFT Real[0]=FFT Real[0]>>1;
  FFT_Imag[0]=FFT_Imag[0]>>1;
  for(i=0; i<=NM1; i++){
   FFT_Real[i]=FFT_Real[i]/ND2;
    FFT_Imag[i]=FFT_Imag[i]/ND2;
    //Asigna los resultados al buffer de salida
    *Real_Out=(short)FFT_Real[i];
    *Imag_Out=(short)FFT_Imag[i];
    Real_Out++;
    Imag_Out++;
  }
unsigned long ASM_FF1(unsigned long A){
asm{
ff1.1 d0
                   // Encuentra el primer uno de A en binario
A= (32-A)>>1;
                       // Obtiene la posicion del primer uno desde el LSB y divide entre 2
A = (unsigned long)1 << A;
                          // Calcula 2^A
return(A);
                    // Entrega Resultado
unsigned short SquareRoot(unsigned long Y){
                           // Variables locales
unsigned short j;
static unsigned long X0 = 0, X1;
X0 = ASM_FF1(Y);
                               // Valor inicial
for(j=0;j<MAX_INT;j++){
                                 // Limite de iteraciones
                              // Calcula iteración
  X1 = (X0 + (Y/X0))/2;
 if((abs(X0 - X1) < 0x0001)||(X1 == 0)) // Evalua precisión
  break;
                        // Finaliza si la precision es aceptable
 X0 = X1;
                          // Retiene iteración previa.
return((unsigned short)X1);
                               // Entrega resultado
unsigned short RMS_calc(short * data){
short i, *temp_data=data;
                          // Variables locales
signed long long Sum=0;
for(i=0;i<\!N\_SAMPLES;i++)\{
 Sum+=(*temp_data)*(*temp_data); //Obtiene sumatoria de cuadrados
 temp_data++;
```

```
Sum = (Sum>>FAC_N_SAMPLES); //Divide sumatoria entre numero de muestras
 return(SquareRoot((dword)Sum)); //Raiz cuadrada del resultado
void Energy_Calc(short *V, short *I, Power_vec *Out, int phase){
 unsigned short i:
 short *tempV = V, *tempI = I;
                                                        //Variables locales
 Sum_Energ[phase] = 0;
                                                     //Restablece sumatoria de energia
 for(i=0;i<N_SAMPLES;i++){
   Sum_Energ[phase] += (*tempV)*(*tempI); //Multiplica muestras y adiciona resultado a Sum_Energ
   tempV++; tempI++;
                                                    //Incrementa apuntadores
 }
 Out->Act_Eng += (energy_gain2[phase])*(Sum_Energ [phase]);//Asigna resultado a la estructura de datos
void EnergySum(Power_vec* In, volatile short* Out, int phase){
 //Analiza variable de energia en busca de CONSUMO de energia
                                                                //La energia CONSUMIDA es mayor a un Kw-h???
   if(In->Act\_Eng>= one\_kw\_h){
       In->Act_Eng -= (long long)one_kw_h;
                                                                  //Entonces elimina el acumulado...
                                                  //...e INCREMENTA en un Kw=h el acumulado final
       (*Out) +=1;
       EnergyChanged=1;
                                                         //Bandera que indica variacion en contador de energia
                                                           //Si la fase mostrada display es la misma que registro la variacion?
       if(phase==phase_index){
          energy index++;
                                                      //Entonces modifica el estado de los LED hacia la derecha...
          if(energy_index>=5) energy_index=1; //...y de ser necesario corrige variable de control de LED
       }
   }
 //Analiza variable de energia en busca de GENERACION de energia
                                                                  //La energia GENERADA es mayor a un Kw-h???
   else if (In->Act_Eng <= -one_kw_h){
       In->Act_Eng += (long long)one_kw_h;
                                                                    //Entonces elimina el acumulado ...
                                                  //...y DISMINUYE en un Kw=h el acumulado final
       (*Out) -=1;
       EnergyChanged=1;
                                                         //Bandera que indica variacion en contador de energia
       if(phase==phase_index){
                                                           //Si la fase mostrada en display es la misma que registro la variacion?
          energy_index --;
                                                     //Entonces modifica el estado de los LED hacia la izquierda...
          if(energy_index<=0) energy_index=4; //...y de ser necesario corrige variable de control de LED
       }
   }
void Power_Calc(short *V, short *I, Small_power_vec *Out, int phase){
   long A;
   Out->Act_Pwr = (long)(Sum_Energ[phase]>>FAC_N_SAMPLES); //Potencia Activa
   Out->Vrms = RMS_calc(V);
                                                                       //Voltaje Eficaz
   Out->Irms = RMS_calc(I);
                                                                     //Corriente Eficaz
   Out->Apr_Pwr = (long)((Out->Vrms) * (Out->Irms));
                                                                                     //Potencia Aparente
   if((Out->Apr_Pwr) <= (Out->Act_Pwr)){
                                                                              //Si la Potencia Aparente es menor que la activa?
     Out->Apr_Pwr = Out->Act_Pwr;
                                                                           //se corrige el resultado de potencia aparente
     Out->Pwr_fct = 2^{15-1};
                                                                   //y el del factor de potencia
     Out->React_T_Pwr = 0;
   }
   else{
                                                       //Factor de Potencia
     Out \rightarrow Pwr_fct = (word) (((long long)(Out \rightarrow Act_Pwr)) << 15) / (Out \rightarrow Apr_Pwr));
     A = (((Out->Apr_Pwr)>>13)*((Out->Apr_Pwr)>>13)) - (((Out->Act_Pwr)>>13)*((Out->Act_Pwr)>>13)); ((Out->Act_Pwr)>>13)); ((Out->Act_Pwr)>>13); ((Out->Act_Pwr)>>13)); ((Out->Act_Pwr)>>1
     Out->React_T_Pwr = (SquareRoot((dword)A))<<13;
                                                                                      //Potencia Reactiva
   }
short RMS_FFT(short *Signal_Real, short *Signal_Imag){
```

```
int i;
  short *p1=Signal_Real, *p2=Signal_Imag;
  long long Sum=0;
  for(i=1; i<=((SAMPLE_FOR_FFT>>1)-1); i++){
    Sum+=( (*p1)*(*p1) ) + ( (*p2)*(*p2) );
    p1++; p2++;
  Sum=Sum>>1;
  return(SquareRoot((dword)Sum));
word THD_calc(unsigned short Xrms, unsigned short X1){
if((Xrms \ge X1) \&\& (X1 != 0))
   return( (word) ( ( (SquareRoot( (dword)( (Xrms*Xrms)-(X1*X1) ) ) )<<16) / X1 ) );
}else{return (0);}
word Phase_Angle(short *Real, short *Imag){
word MAG=0, ANG=0, senx=0, i, x1=0, x2=0, y1=0, y2=0;
MAG= SquareRoot( ( (*Real) * (*Real) ) + ( (*Imag) * (*Imag) ) );
if((MAG>100) && (MAG>=abs(*Imag))){
                                            //Si la magnitud calculada es valida?
    senx=(word)((abs(32767*(*Imag))/MAG)); //Calcula Sen(X)
    //Busca el inmediato inferior y superior de senx en la tabla del seno en Q15 y los salva como y1 & y2
    //Mientras que la posicion de esos valores es salvada en x1 & x2 pero escalada 36000
    for(i=0;i<=15;i++){
      if((Sin_coef_k_1[i]<=senx) && (senx<=Sin_coef_k_1[i+1])) {
        x1=(word)( (36000*i)>>FAC_N_SAMPLES );
        x2=(word)( (36000*(i+1))>>FAC_N_SAMPLES );
        y1=Sin_coef_k_1[i];
        y2=Sin_coef_k_1[i+1];
        break:
      }
    3
    /*Calcula angulo de fase por interpolacion lineal para primer cuadrante*/
    ANG=(word)(x1+(((x2-x1)*(senx-y1))/(y2-y1)));
    /*Determina el cuadrante en que se encuentra el fasor y corrige angulo de fase*/
    if((*Real<0) && (*Imag>=0)) ANG=(word)(18000-ANG); //2do Cuadrante
    if((*Real<0) && (*Imag<0)) ANG=(word)(ANG+18000); //3ro Cuadrante
    if((*Real>0) && (*Imag<0)) ANG=(word)(36000-ANG); //4to Cuadrante
    //Asigna Angulo de Fase corregido del fasor a estructura de mediciones
    return(ANG);
  } else{
                           //En caso de magnitud invalida
  return(0);
  }
void POWER_FFT(short *Voltage_Real, short *Voltage_Imag, short *Current_Real, short *Current_Imag, Power_vec *Out){
  int i=0:
  short *Vr_ptr=Voltage_Real, *Vi_ptr=Voltage_Imag, *Ir_ptr=Current_Real, *Ii_ptr=Current_Imag;
  long P=0, Q=0, Aux;
  Vr_ptr++; Vi_ptr++; Ir_ptr++; Ii_ptr++; //Elimina del cálculo la componente de corriente directa
  //Valores Eficaces de Componentes Fundamentales
  Out -> V1rms = SquareRoot(((((*Vr_ptr))*(*Vr_ptr))) + (((*Vi_ptr))*(*Vi_ptr))) + (((*Vi_ptr))*(*Vi_ptr))) )) );
  Out \rightarrow I1rms = SquareRoot((dword)(((("Ir_ptr)*("Ir_ptr))) \rightarrow 1) + ((("Ii_ptr)*("Ii_ptr))) \rightarrow 1)));
  //Angulo de fase de Componente Fundamental
  Out->V1ang=Phase_Angle(Vr_ptr, Vi_ptr);
  Out->I1ang=Phase_Angle(Ir_ptr, Ii_ptr);
  //Valores Eficaces Totales
  Out->Vrms=RMS_FFT(Vr_ptr, Vi_ptr);
  Out->Irms=RMS_FFT(Ir_ptr, Ii_ptr);
  //Sumatoria de componentes rectangulares de potencia activa y reactiva, así como potencia compleja y aparente
  for(i=1; i<=((SAMPLE_FOR_FFT>>1)-1); i++){
```

```
P+=( (*Vr_ptr)*(*Ir_ptr) ) + ( (*Vi_ptr)*(*Ii_ptr) ); //Sumatoria de potencia activa
           Q+=( (*Vi_ptr)*(*Ir_ptr) ) - ( (*Vr_ptr)*(*Ii_ptr) ); //Sumatoria de potencia reactva
           Vr_ptr++; Vi_ptr++; Ir_ptr++; Ii_ptr++;
                                                                                                                             //Incrementa apuntadores
      }
     Out->Act_Pwr = P>>1;
                                                                                                                  //Potencia Activa
     Out->React_Pwr = Q>>1;
                                                                                                                     //Potencia Reactiva
     Aux=((Out->Act_Pwr>>13)*(Out->Act_Pwr>>13))+((Out->React_Pwr>>13)*(Out->React_Pwr>>13));
     Out->Complex_Pwr = (SquareRoot((dword)Aux))<<13;
                                                                                                                                                      //Potencia Compleja
     Out->Apr_Pwr = (long)((Out->Vrms) * (Out->Irms));
                                                                                                                                               //Potencia Aparente
     //Factor de Desplazamiento
     if((Out->Complex_Pwr) <= (Out->Act_Pwr)){
                                                                                                                                          //Si la Potencia Aparente es menor que la activa
        Out->Complex_Pwr = Out->Act_Pwr;
                                                                                                                                    //se corrige el resultado de potencia aparente
        Out->Desp_fct = (1 << 15)-1;
                                                                                                                     //y el factor de potencia
      }
     else{
                                                                                             //Factor de Potencia
        Out \rightarrow Desp_fct = (word) ( ( (long long)(Out \rightarrow Act_Pwr)) << 15 ) / (Out \rightarrow Complex_Pwr) );
      }
     //Factor de Distorsion
     if((Out->Apr_Pwr) <= (Out->Complex_Pwr)){
        Out->Apr_Pwr = Out->Complex_Pwr;
        Out->Dist fct = (1 << 15)-1;
        Out->Dist_Pwr = 0;
     else{
        Out > Dist_fct = (word) ( ( (long long)(Out > Complex_Pwr) ) << 15 ) / (Out > Apr_Pwr) );
        Aux = (((Out -> Apr_Pwr) >> 13)*((Out -> Apr_Pwr) >> 13)) - (((Out -> Complex_Pwr) >> 13)*((Out -> Complex_Pwr) >> 13)); ((Out -> Complex_Pwr) >> 13)); (
        Out->Dist_Pwr = (SquareRoot((dword)Aux))<<13;
      }
     //Factor de potencia
     if((Out->Apr_Pwr) <= (Out->Act_Pwr)){
        Out->Apr_Pwr = Out->Act_Pwr;
        Out->Pwr_fct = (1 << 15)-1;
        Out->React_T_Pwr = 0;
      }
     else{
        Out \rightarrow Pwr_fct = (word) ( ( ( (long long)(Out \rightarrow Act_Pwr) ) << 15 ) / (Out \rightarrow Apr_Pwr) );
        Aux = (((Out -> Apr_Pwr) >> 13)*((Out -> Apr_Pwr) >> 13)) - (((Out -> Act_Pwr) >> 13)*((Out -> Act_Pwr) >> 13)); ((Out -> Act_P
        Out->React_T_Pwr = (SquareRoot((dword)Aux))<<13;
      }
     //THD
     Out->THD_V=THD_calc(Out->Vrms,Out->V1rms);
     Out->THD_I=THD_calc(Out->Irms,Out->I1rms);
}
void Small_Measurements_Sum(Small_power_vec *In, Sum_small_power_vec *Out){
     Out->Vrms
                                               += In->Vrms;
     Out->Irms
                                             += In->Irms:
     Out->Act_Pwr += In->Act_Pwr;
     Out->React_T_Pwr += In->React_T_Pwr;
     Out->Apr_Pwr
                                             += In->Apr_Pwr;
     Out->Pwr_fct
                                               += In->Pwr_fct;
void Measurements_Sum(Power_vec *In, Sum_power_vec *Out){
     Out->Vrms
                                         += In->Vrms;
     Out->V1rms
                                           += In->V1rms;
     Out->Irms
                                          += In->Irms;
     Out->React_Pwr += In->React_Pwr;
     Out->React_T_Pwr += In->React_T_Pwr;
     Out->Dist_Pwr += In->Dist_Pwr;
     Out->Complex_Pwr += In->Complex_Pwr;
     Out->Apr_Pwr += In->Apr_Pwr;
```

```
Out->Desp_fct += In->Desp_fct;
  Out->Dist_fct += In->Dist_fct;
  Out->Pwr_fct
               += In->Pwr_fct;
  Out->THD_V
                += In->THD_V;
  Out->THD_I
                += In->THD_I;
void Small_Average_Measurement(Sum_small_power_vec *In, volatile short *Energy, Small_power_vec*Out, int N){
  Out->Vrms
               =(word) (In->Vrms>>N);
                                         In->Vrms=0;
  Out->Irms
              =(word) (In->Irms>>N);
                                        In->Irms=0;
  Out->Act_Eng = *Energy;
  Out->Act_Pwr =In->Act_Pwr >>N;
                                         In->Act_Pwr=0;
  Out->React_T_Pwr =In->React_T_Pwr>>N;
                                             In->React_T_Pwr=0;
  Out{-}\!\!>\!\!Apr\_Pwr \quad =\!\!In{-}\!\!>\!\!Apr\_Pwr \quad >\!\!>N;
                                         In->Apr_Pwr=0;
  Out->Pwr_fct =(short) (In->Pwr_fct>>N); In->Pwr_fct=0;
}
void Average_Measurement(Sum_power_vec *In, volatile short *Energy, Power_vec *Out, int N){
  Out->Vrms
               =(word) (In->Vrms>>N);
                                         In->Vrms=0;
               =(word) (In->V1rms>>N);
  Out->V1rms
                                          In->V1rms=0:
  Out->Irms
              =(word) (In->Irms>>N);
                                        In->Irms=0;
  Out->I1rms
              =(word) (In->I1rms>>N);
                                        In->I1rms=0;
  Out->Act_Eng
               = *Energy;
  Out->Act Pwr =In->Act Pwr >>N;
                                         In->Act Pwr=0;
  Out->React_Pwr =In->React_Pwr >>N;
                                          In->React_Pwr=0;
  Out->React_T_Pwr =In->React_T_Pwr>>N;
                                            In->React_T_Pwr=0;
  Out->Dist_Pwr =In->Dist_Pwr >>N;
                                         In->Dist_Pwr=0;
  Out->Complex_Pwr =In->Complex_Pwr>>N;
                                             In->Complex_Pwr=0;
  Out->Apr_Pwr =In->Apr_Pwr >>N;
                                         In->Apr_Pwr=0;
  Out->Desp_fct =(short) (In->Desp_fct>>N); In->Desp_fct=0;
  Out->Dist_fct =(short) (In->Dist_fct>>N); In->Dist_fct=0;
  Out->Pwr_fct
               =(short) (In->Pwr_fct >>N); In->Pwr_fct=0;
  Out->THD_V
                =(short) (In->THD_V>>N);
                                            In->THD_V=0;
  Out->THD_I
                =(short) (In->THD_I>>N); In->THD_I=0;
}
int zeros(short *Signal) {
  short *p1, S1, S2;
  int m, x, start, finish, zero=0;
  p1=Signal;
  if(BUFFER_READY == FIRST_HALF) {start=0 ; finish=62; x=0; }
  if(BUFFER_READY == SECOND_HALF){start=64; finish=126; x=1;}
   for(m=start; m<=finish; m+=2){
     S1=*p1; p1+=2; S2=*p1;
     if((S1>0) && (S2<0)){
       if(zero==0){Tdif[x]=(m<<10)+((abs(S1)<<11)/(abs(S1) + abs(S2))); zero++;}
       else zero++:
     }
  return zero:
void show_in_display(eMeter meter_index, ePhase phase_index){
char msj_ram[10], *LCD_ap_msj;
dword valor; word Entero = 0, Decimal1=0, Decimal2=0, Decimal3=0;
long valor2; short Enterox, Decimalx1, Decimalx2;
//Restablece display
 _LCD_DOT1_OFF; _LCD_DOT5_OFF; _LCD_DOT6_OFF; _LCD_DOT7_OFF; _LCD_DOT8_OFF;
_LCD_COL1_ON; _LCD_COL2_OFF; _LCD_MINUS_OFF; _LCD_VOLTS_OFF; _LCD_AMPS_OFF; _LCD_KWhr_OFF;
//Enciende o apaga indicador de sincronizacion del PPS
if(meter_status==SINCRO){_LCD_CLOCK_ON;}else{_LCD_CLOCK_OFF;}
    switch(meter_index){
      case METER_E:
```

```
//Copia el valor no escalado de la estructura de mediciones
```

valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Act\_Eng)); //Escalamiento valor\*=125; //Separa "valor" en unidades, decenas, centenas, millares, etc, Entero = (word)(valor/100000);Decimal1 = (word)((valor % 100000)/10000); Decimal2 = (word)((valor % 10000)/1000); Decimal3 = (word)((valor % 1000)/100); //Enciende signo menos en display si "valor" es negativo if(Energ[phase\_index]<0) \_LCD\_MINUS\_ON; //Conversion a ASCII if(Entero>=100) sprintf(msj\_ram,"E%0i %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3); else if((Entero>=10) && (Entero<100)){sprintf(msj\_ram,"E%0i %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);} else {sprintf(msj\_ram,"E%0i %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);} //Copia los datos en formato ASCII al buffer del LCD LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; //Enciende Iconos especiales \_LCD\_DOT6\_ON; \_LCD\_KWhr\_ON; //Imprime medicion en LCD vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER Vrms: //Copia el valor no escalado de la estructura de mediciones valor=(dword)(Average\_Power[phase\_index].Vrms); //Sin escalamiento //Escalamiento if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Voltage\_A(valor); if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Voltage\_B(valor); if(phase index==Fase C) valor=Scale Voltage C(valor); //Separa "valor" en unidades, decenas, centenas, millares, etc, Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); //Conversion a ASCII if(Entero>=100) sprintf(msj\_ram,"V%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2); else if((Entero>=10) && (Entero<100)){sprintf(msj\_ram,"V%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} else {sprintf(msj\_ram,"V%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} //Copia los datos en formato ASCII al buffer del LCD LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; //Imprime medicion en LCD vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); //Enciende Iconos especiales \_LCD\_DOT6\_ON; LCD\_VOLTS\_ON; break; case METER\_V1rms: //valor=(dword)(Average\_Power[phase\_index].V1rms); //Sin escalamiento valor=(dword)(Average\_Power[phase\_index].V1rms); if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Voltage\_A(valor); if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Voltage\_B(valor); if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Voltage\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100);Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); if(Entero>=100) sprintf(msj\_ram,"V%0if%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);  $else if((Entero >= 10) \&\& (Entero < 100)) \{ sprintf(msj_ram, "V\%0if\%0i\%0i\%0i", phase_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2); \} (Mathematical equation of the second equation equation (Second equation equa$ else {sprintf(msj\_ram,"V%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT6\_ON; \_LCD\_VOLTS\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER\_V1ang: valor=(dword)(Power\_freq[phase\_index].V1ang); Entero = (word)(valor / 100);Decimal1 = (word)((valor % 100)/10); Decimal2 = (word)(valor % 10); if(Entero>=100) sprintf(msj\_ram,"V%0if %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);

else if((Entero>=10) && (Entero<100)){ sprintf(msj\_ram,"V%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} else{sprintf(msj\_ram,"V%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT7\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break: case METER\_Irms: valor=(dword)(Average\_Power[phase\_index].Irms); //Valor sin escalamiento if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Current\_A(valor); if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Current\_B(valor); if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Current\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000); Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100);Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); Decimal3 = (word)((valor % 10)); //if((Entero>=10) && (Entero<100)){sprintf(msj\_ram,"I%0i %0i%0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);} if((Entero>=10) && (Entero<100)){sprintf(msj\_ram,"I%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} //else {sprintf(msj\_ram,"I%0i %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);} else {sprintf(msj\_ram,"I%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT6\_ON; \_LCD\_AMPS\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER\_I1rms: //valor=(dword)(Average\_Power[phase\_index].I1rms); //Valor sin escalamiento valor=(dword)(Average\_Power[phase\_index].I1rms); if(phase index==Fase A) valor=Scale Current A(valor); //Escala el valor obtenido if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Current\_B(valor); if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Current\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); Decimal3 = (word)((valor % 10));//if(Entero>=10){sprintf(msj\_ram,"I%0if %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);} if((Entero>=10) && (Entero<100)){sprintf(msj\_ram,"I%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} //else {sprintf(msj\_ram,"I%0if %0i%0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);} else {sprintf(msj\_ram,"I%0i %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT6\_ON; \_LCD\_AMPS\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break: case METER\_I1 ang: valor=(dword)(Power\_freq[phase\_index].I1ang); Entero = (word)(valor / 100); Decimal1 = (word)((valor % 100)/10); Decimal2 = (word)(valor % 10); if(Entero>=100) sprintf(msj\_ram,"I%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2); else if((Entero>=10) && (Entero<100)){ sprintf(msj\_ram,"I%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} else{sprintf(msj\_ram,"I%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2);} LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT7\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER\_P: valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Act\_Pwr)); if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Power\_A(valor); else if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Power\_B(valor); else if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Power\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10);Decimal3 = (word)((valor % 10)); //if((Entero==0) && (Decimal1==0) && (Decimal2<=2)){sprintf(&msj\_ram[0],"%0i%0i%0ikw P%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, phase\_index+1);}

//else{sprintf(&msj\_ram[0],"%0i%0i%0i%0ikw P%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase\_index+1);} sprintf(&msj\_ram[0],"%0i%0i%0i%0ikw P%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase\_index+1); if(Average\_Power[phase\_index].Act\_Pwr<0) \_LCD\_MINUS\_ON; LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT1\_ON; \_LCD\_COL1\_OFF; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break: case METER\_Q: valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].React\_Pwr)); if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Power\_A(valor); else if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Power\_B(valor); else if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Power\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); Decimal3 = (word)((valor % 10));//if((Entero==0) && (Decimal1==0) && (Decimal2<=2)){sprintf(msj\_ram,"%0i%0iKVAR%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, phase\_index+1);} //else{sprintf(msj\_ram,"%0i%0i%0i%0iKVAR%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase\_index+1);} sprintf(msj\_ram,"%0i%0i%0i%0iKVAR%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase\_index+1); if(Average\_Power[phase\_index].React\_Pwr<0) \_LCD\_MINUS\_ON; LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; LCD DOTI ON; LCD COL1 OFF; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break: case METER\_D: valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Dist\_Pwr)); if(phase index==Fase A) valor=Scale Power A(valor); else if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Power\_B(valor); else if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Power\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000); Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); Decimal3 = (word)((valor % 10));if(Average\_Power[phase\_index].Dist\_Pwr<0) \_LCD\_MINUS\_ON; sprintf(msj\_ram,"D%0i %0i%0i%0i%0ik", phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3); LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT5\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break: case METER OT: valor=abs((dword)(Small\_Average\_Power[phase\_index].React\_T\_Pwr)); if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Power\_A(valor); else if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Power\_B(valor); else if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Power\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000); Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); Decimal3 = (word)((valor % 10)); if(Average\_Power[phase\_index].React\_T\_Pwr<0) \_LCD\_MINUS\_ON; sprintf(msj\_ram,"Q%0iT %0i%0i%0i%0ik", phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3); LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; LCD\_DOT5\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER\_Spq: valor2=(long)((Power\_freq[phase\_index].V1ang)-(Power\_freq[phase\_index].I1ang)); if(valor2<0) {valor2+=36000;} valor2=abs(valor2); Enterox = (short)(valor2 / 100); Decimalx1 = (short)((valor2 % 100)/10);Decimalx2 = (short)(valor2 % 10); if(Enterox>=100) sprintf(msj\_ram,"A%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Enterox, Decimalx1, Decimalx2);

else if((Enterox>=10) && (Enterox<100)){ sprintf(msj\_ram,"A%0if %0i%0i%0i%0i%,phase\_index+1, Enterox, Decimalx1, Decimalx2);} else{sprintf(msj\_ram,"A%0if %0i%0i%0i",phase\_index+1, Enterox, Decimalx1, Decimalx2);} LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT7\_ON; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); /\*valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Complex\_Pwr)); if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Power\_A(valor); else if(phase\_index==Fase\_B) valor=Scale\_Power\_B(valor); else if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Power\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000); Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10);Decimal3 = (word)((valor % 10)); if(Average\_Power[phase\_index].Complex\_Pwr<0) \_LCD\_MINUS\_ON; sprintf(msj\_ram,"C%0i %0i%0i%0i%0iVA", phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3); LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj);\*/ break; case METER\_S: valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Apr\_Pwr)); if(phase\_index==Fase\_A) valor=Scale\_Power\_A(valor); else if(phase index==Fase B) valor=Scale Power B(valor); else if(phase\_index==Fase\_C) valor=Scale\_Power\_C(valor); Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10); Decimal3 = (word)((valor % 10)); if(Average\_Power[phase\_index].Apr\_Pwr<0) \_LCD\_MINUS\_ON; sprintf(msj\_ram,"S%0i %0i%0i%0i%0iVA", phase\_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3); LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER\_Fdesp: valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Desp\_fct)); valor\*=PF\_Scale\_Factor; valor=valor>>15; if(valor==9999){sprintf(msj\_ram,"10000 FE%0i",phase\_index+1);} else{ Entero = (word)(valor / 1000); Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10);Decimal3 = (word)((valor % 10)); sprintf(msj\_ram,"0%0i%0i%0i%0i FE%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase\_index+1); if(Average\_Power[phase\_index].Desp\_fct<0) \_LCD\_MINUS\_ON; LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT1\_ON; \_LCD\_COL1\_OFF; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj); break; case METER\_Fdist: valor=abs((dword)(Average\_Power[phase\_index].Dist\_fct)); valor\*=PF\_Scale\_Factor; valor=valor>>15; if(valor==9999){sprintf(msj\_ram,"10000 FI%0i",phase\_index+1);} else{ Entero = (word)(valor / 1000);Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100); Decimal2 = (word)((valor % 100)/10);Decimal3 = (word)((valor % 10));sprintf(msj\_ram,"0%0i%0i%0i%0i FI%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase\_index+1); if(Average\_Power[phase\_index].Dist\_fct<0) LCD\_MINUS\_ON; LCD\_ap\_msj=&msj\_ram[0]; \_LCD\_DOT1\_ON; \_LCD\_COL1\_OFF; vfnLCD\_Write\_Msg(LCD\_ap\_msj);

break;

```
case METER_FP:
 valor=abs((dword)(Average_Power[phase_index].Pwr_fct));
 valor*=PF_Scale_Factor;
 valor=valor>>15;
 if(valor==9999){sprintf(msj_ram,"10000 FP%0i",phase_index+1);}
 else{
  Entero = (word)(valor / 1000);
  Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100);
  Decimal2 = (word)((valor % 100)/10);
  Decimal3 = (word)((valor % 10));
  sprintf(msj_ram,"0%0i%0i%0i%0i%0i FP%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3, phase_index+1);
 if(Average_Power[phase_index].Pwr_fct<0) LCD_MINUS_ON;
 LCD_ap_msj=&msj_ram[0];
 _LCD_DOT1_ON; _LCD_COL1_OFF;
 vfnLCD_Write_Msg(LCD_ap_msj);
break;
case METER_THDv:
 valor=abs((dword)(Average_Power[phase_index].THD_V));
 valor*=THD_Scale_Factor;
 valor=valor>>16;
 Entero = (word)(valor / 1000);
 Decimal1 = (word)((valor \% 1000)/100);
 Decimal2 = (word)((valor \% 100)/10);
 Decimal3 = (word)((valor \% 10));
 if(Average_Power[phase_index].THD_V<0) _LCD_MINUS_ON;
 sprintf(msj_ram, "THDV%0i%0i%0i%0i%0i%0i", phase_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);
 LCD_ap_msj=&msj_ram[0];
 LCD_COL1_OFF; LCD_COL2_ON; if(Entero<10){ LCD_DOT6_ON;}else{ LCD_DOT7_ON;}
 vfnLCD_Write_Msg(LCD_ap_msj);
break;
case METER_THDi:
 valor=abs((dword)(Average_Power[phase_index].THD_I));
 valor*=THD_Scale_Factor;
 valor=valor>>16;
 Entero = (word)(valor / 1000);
 Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100);
 Decimal2 = (word)((valor % 100)/10);
 Decimal3 = (word)((valor % 10));
 if(Average_Power[phase_index].THD_I<0) _LCD_MINUS_ON;
 sprintf(msj_ram,"THDI%0i%0i%0i%0i%0i",phase_index+1, Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);
 LCD_ap_msj=&msj_ram[0];
 _LCD_COL1_OFF; _LCD_COL2_ON; if(Entero<10){_LCD_DOT6_ON;}else{_LCD_DOT7_ON;}
 vfnLCD_Write_Msg(LCD_ap_msj);
break;
case METER_FREO:
 valor=(dword)(Freq);
 Entero = (word)(valor / 1000);
 Decimal1 = (word)((valor % 1000)/100);
 Decimal2 = (word)(valor % 100/10);
 Decimal3 = (word)((valor % 10));
 sprintf(msj_ram,"Fre=%0i%0i%0i%0i", Entero, Decimal1, Decimal2, Decimal3);
 LCD_ap_msj=&msj_ram[0];
 _LCD_COL1_OFF; LCD_DOT6_ON;
 vfnLCD_Write_Msg(LCD_ap_msj);
break;
```

}

//Imprime cabecera del mensaje
sprintf(ap\_msj,"MF%0c:",phase); ap\_msj+=4;

//Convierte las mediciones a ASCII Convert\_voltage\_to\_string(In,phase); Convert\_fund\_voltage\_to\_string(In,phase); Convert\_voltage\_phase\_angle\_to\_string(phase); Convert\_current\_to\_string(In,phase); Convert\_fund\_current\_to\_string(In,phase); Convert\_current\_phase\_angle\_to\_string(phase); Convert\_energy\_to\_string(In, phase); Convert\_active\_power\_to\_string(In,phase); Convert\_reactive\_power\_to\_string(In,phase); Convert\_distortion\_power\_to\_string(In,phase); Convert\_total\_reactive\_power\_to\_string(In,phase); Convert\_complex\_power\_to\_string(In,phase); Convert\_aparent\_power\_to\_string(In,phase); Convert\_desp\_factor\_to\_string(In,phase); Convert\_dist\_factor\_to\_string(In,phase); Convert\_power\_factor\_to\_string(In,phase); Convert\_voltage\_thd\_to\_string(In,phase); Convert\_current\_thd\_to\_string(In,phase); Convert\_frequency\_to\_string(phase); //Nuevo renglon sprintf(ap\_msj,"\r\n\n"); ap\_msj+=3; } void Convert\_buffer\_to\_string(short \*In\_Buffer, char type, char phase){ int i; short dato; sprintf(ap\_msj,"S%c%c:",type, phase); ap\_msj+=4; //Cabecera del mensaje for(i=0;i<N\_SAMPLES;i+=2){ sprintf(ap\_msj,"%0i,",\*In\_Buffer); while(1){ dato=(short)abs(\*In\_Buffer); if(\*In\_Buffer<0) {ap\_msj+=3;} else {ap\_msj+=2;} {ap\_msj+=1;} else {break;} if(dato >= 10)if(dato >= 100){ap\_msj+=1;} else {break;} if(dato>=1000) {ap\_msj+=1;} else {break;} if(dato>=10000) {ap\_msj+=1;} break; In\_Buffer+=2; } sprintf(ap\_msj,"\r\n\n"); ap\_msj+=3; void Convert\_FFT\_to\_string(short \*In\_Real, short \*In\_Imag, char type, char phase){ int i; short dato: sprintf(ap\_msj,"A%c%c:",type, phase); ap\_msj+=4; //Cabecera del mensaje for(i=0;i<SAMPLE\_FOR\_FFT/2;i++){</pre> if(\*In\_Imag>=0) sprintf(ap\_msj,"%0i+%0ij,",\*In\_Real, \*In\_Imag); else sprintf(ap\_msj,"%0i%0ij,",\*In\_Real, \*In\_Imag); while(1){ dato=(short)abs(\*In\_Real); if(\*In\_Real<0) {ap\_msj+=3;} else {ap\_msj+=2;} if(dato>=10) {ap\_msj+=1;} else {break;} if(dato>=100) {ap\_msj+=1;} else {break;} if(dato>=1000) {ap\_msj+=1;} else {break;} if(dato>=10000) {ap\_msj+=1;} break; } In Real++; while(1){ dato=(short)abs(\*In\_Imag); ap\_msj+=3;

```
if(dato>=10)
                  {ap_msj+=1;} else {break;}
   if(dato>=100)
                  {ap_msj+=1;} else {break;}
   if(dato>=1000)
                   {ap_msj+=1;} else {break;}
   if(dato>=10000) {ap_msj+=1;}
   break;
  } In_Imag++;
  }
 sprintf(ap_msj,"\r\n\n"); ap_msj+=3;
dword Scale_Voltage_A(dword x){
  if(x < = 40)
                 x=0;
  else if(x<=1050) {x=x<<17; x/=A_Vrms_Gain1; x-=A_Vrms_Offset1;} //Escala 1-10 V
  else if(x<=10500) {x=x<<17; x/=A_Vrms_Gain2; x-=A_Vrms_Offset2;} //Escala 10.100 V
  else if(x>10000) {x=x<<17; x/=A_Vrms_Gain3; x-=A_Vrms_Offset3;} //Escala 100-200 V
  return(x);
}
dword Scale_Voltage_B(dword x){
  if(x \le 40)
                 x=0:
  else if(x<=1050) {x=x<<17; x/=B_Vrms_Gain1; x-=B_Vrms_Offset1;} //Escala 1-10 V
  else if(x<=10500) {x=x<<17; x/=B_Vrms_Gain2; x-=B_Vrms_Offset2;} //Escala 10.100 V
  else if(x>10000) {x=x<<17; x/=B_Vrms_Gain3; x-=B_Vrms_Offset3;} //Escala 100-200 V
  return(x);
}
dword Scale_Voltage_C(dword x){
  if(x<=40)
                x=0:
  else if(x<=1050) {x=x<<17; x/=C_Vrms_Gain1; x-=C_Vrms_Offset1;} //Escala 1-10 V
  else if(x<=10500) {x=x<<17; x/=C_Vrms_Gain2; x-=C_Vrms_Offset2;} //Escala 10.100 V else if(x>10000) {x=x<<17; x/=C_Vrms_Gain3; x==C_Vrms_Offset3;} //Escala 100-200 V
  return(x):
}
dword Scale_Current_A(dword x){
                 x=0;
  if(x \le 1)
  else if(x<=40)
                  {x=x<<17; x/=A_Irms_Gain1; x+=A_Irms_Offset1;} //Escala 0-0.1 A
                  {x=x<<17; x/=A_Irms_Gain2; x+=A_Irms_Offset2;} //Escala 0.1-1 A
  else if(x \le 450)
  else if(x<=4580) {x=x<<17; x/=A_Irms_Gain3; x+=A_Irms_Offset3;} //Escala 1-10 A
  else if(x>4580) {x=x<<17; x/=A_Irms_Gain4; x+=A_Irms_Offset4; } //Escala 10-50 A}
  return(x);
}
dword Scale_Current_B(dword x){
                 x=0:
  if(x \le 1)
  else if(x<=40)
                  {x=x<<17; x/=B_Irms_Gain1; x+=B_Irms_Offset1;} //Escala 0-0.1 A
                  {x=x<<17; x/=B_Irms_Gain2; x+=B_Irms_Offset2;} //Escala 0.1-1 A
  else if(x \le 450)
  else if(x<=4580) {x=x<<17; x/=B_Irms_Gain3; x+=B_Irms_Offset3;} //Escala 1-10 A
  else if(x>4580) {x=x<<17; x/=B_Irms_Gain4; x+=B_Irms_Offset4; } //Escala 10-50 A}
  return(x);
}
dword Scale_Current_C(dword x){
  if(x \le 1)
                 x=0:
  else if(x<=40)
                  {x=x<<17; x/=C_Irms_Gain1; x+=C_Irms_Offset1;} //Escala 0-0.1 A
  else if(x<=450)
                  {x=x<<17; x/=C_Irms_Gain2; x+=C_Irms_Offset2;} //Escala 0.1-1 A
  else if(x<=4580) {x=x<<17; x/=C_Irms_Gain3; x+=C_Irms_Offset3;} //Escala 1-10 A
  else if(x>4580) {x=x<<17; x/=C_Irms_Gain4; x+=C_Irms_Offset4; } //Escala 10-50 A}
  return(x):
}
dword Scale_Power_A(dword x){
  if(x<=10000)
                      x=0:
  else if(x<=550000)
                        {x=x>>13; x*=A_Power_Gain1; x=x>>16; x+=A_Power_Offset1;} //Escala 0-1 A
  else if(x<=6000000)
                        {x=x>>13; x*=A_Power_Gain2; x=x>>16; x+=A_Power_Offset2;} //Escala 0-1 A
  else if(x<=6200000)
                         {x=x>>13; x*=A_Power_Gain3; x=x>>16; x+=A_Power_Offset3; } //Escala 1-10 A
  else if(x>6200000)
                        {x=x>>13; x*=A_Power_Gain4; x=x>>16; x+=A_Power_Offset4; } //Escala 10-50 A
  return(x);
ł
```

```
dword Scale_Power_B(dword x){
                      x=0:
  if(x<=10000)
  else if(x<=550000)
                       {x=x>>13; x*=B_Power_Gain1; x=x>>16;x+=B_Power_Offset1;} //Escala 0-1 A
  else if(x<=6000000)
                        {x=x>>13; x*=B_Power_Gain2; x=x>>16; x+=B_Power_Offset2;} //Escala 0-1 A
  else if(x<=6200000)
                        {x=x>>13; x*=B_Power_Gain3; x=x>>16; x+=B_Power_Offset3; } //Escala 1-10 A
  else if(x>6200000)
                       {x=x>>13; x*=B_Power_Gain4; x=x>>16; x+=B_Power_Offset4;} //Escala 10-50 A
  return(x);
}
dword Scale_Power_C(dword x){
  if(x<=10000)
                      x=0:
                       {x=x>>13; x*=C_Power_Gain1; x=x>>16;x+=C_Power_Offset1;} //Escala 0-1 A
  else if(x<=550000)
  else if(x<=600000)
                       {x=x>>13; x*=C_Power_Gain2; x=x>>16; x+=C_Power_Offset2;} //Escala 0-1 A
  else if(x<=6200000)
                        {x=x>>13; x*=C_Power_Gain3; x=x>>16; x+=C_Power_Offset3;} //Escala 1-10 A
  else if(x>6200000)
                        {x=x>>13; x*=C_Power_Gain4; x=x>>16; x+=C_Power_Offset4; } //Escala 10-50 A
  return(x);
void Convert_voltage_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0:
 word E1=0, E2=0, E3=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=(dword)(In->Vrms);
 if(phase=='A') x=Scale_Voltage_A(x);
 if(phase=='B') x=Scale_Voltage_B(x);
 if(phase=='C') x=Scale_Voltage_C(x);
 E1 = (word) (x / 100000);
 E2 = (word)((x \% 100000)/10000);
 E3 = (word)((x \% 10000)/1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"VF%c=%0i%0i%0i.%0i%0i,",phase, E1, E2, E3, D1, D2); ap_msj+=11;
}
void Convert_fund_voltage_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, E3=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=(dword)(In->V1rms);
 if(phase=='A') x=Scale_Voltage_A(x);
 if(phase=='B') x=Scale_Voltage_B(x);
 if(phase=='C') x=Scale_Voltage_C(x);
 E1 = (word) (x / 100000);
 E2 = (word)((x \% 100000)/10000);
 E3 = (word)((x \% 10000)/1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"V1%c=%0i%0i%0i.%0i%0i,", phase, E1, E2, E3, D1, D2); ap_msj+=11;
}
void Convert_voltage_phase_angle_to_string(char phase){
 int fase; dword x=0;
 word E1=0, E2=0, E3=0, D1=0, D2=0;
 if(phase=='A') fase=Fase_A;
 if(phase=='B') fase=Fase_B;
 if(phase=='C') fase=Fase_C;
 x=(dword)(Power_freq[fase].V1ang);
 E1 = (word) (x / 10000);
 E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
 E3 = (word)((x \% 1000)/100);
 D1 = (word)((x \% 100)/10);
 D2 = (word) (x \% 10);
 sprintf(ap_msj,"VA%c=%0i%0i%0i.%0i%0i,", phase, E1, E2, E3, D1, D2); ap_msj+=11;
}
```

void Convert\_current\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase){ dword x=0; word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0; x=(dword)(In->Irms); if(phase=='A') x=Scale\_Current\_A(x); if(phase=='B') x=Scale\_Current\_B(x); if(phase=='C') x=Scale\_Current\_C(x); E1 = (word) (x / 10000);E2 = (word)((x % 10000)/1000);D1 = (word)((x % 1000)/100);D2 = (word)((x % 100)/10);D3 = (word)((x % 10));sprintf(ap\_msj,"IF%c=%0i%0i.%0i%0i%0i,", phase, E1, E2, D1, D2, D3); ap\_msj+=11; } void Convert\_fund\_current\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase){ dword x=0: word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0; x=(dword)(In->I1rms); //Valor sin escalamiento if(phase=='A') x=Scale Current A(x); if(phase=='B') x=Scale\_Current\_B(x); if(phase=='C') x=Scale\_Current\_C(x); E1 = (word) (x / 10000);E2 = (word)((x % 10000)/1000);D1 = (word)((x % 1000)/100);D2 = (word)((x % 100)/10);D3 = (word)((x % 10));sprintf(ap\_msj,"I1%c=%0i%0i.%0i%0i%0i,", phase, E1, E2, D1, D2, D3); ap\_msj+=11; } void Convert\_current\_phase\_angle\_to\_string(char phase){ int fase; dword x=0; word E1=0, E2=0, E3=0, D1=0, D2=0; if(phase=='A') fase=Fase\_A; if(phase=='B') fase=Fase\_B; if(phase=='C') fase=Fase\_C; x=(dword)(Power\_freq[fase].V1ang); E1 = (word) (x / 10000);E2 = (word)((x % 10000)/1000);E3 = (word)((x % 1000)/100);D1 = (word)((x % 100)/10);D2 = (word) (x % 10);sprintf(ap\_msj,"IA%c=%0i%0i%0i.%0i%0i,", phase, E1, E2, E3, D1, D2); ap\_msj+=11; } void Convert\_energy\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase){ dword x=0; word E1=0, E2=0, E3=0, D1=0, D2=0, D3=0; x=abs((dword)(In->Act\_Eng)); x\*=125; E1 = (word) (x / 1000000);E2 = (word)((x % 1000000)/1000000);E3 = (word)((x % 100000)/100000);D1 = (word)((x % 100000)/10000); D2 = (word)((x % 10000)/1000);D3 = (word)((x % 1000)/100);if(In->Act\_Eng>=0){sprintf(ap\_msj,"EA%c=+%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i,",phase, E1, E2, E3, D1, D2, D3); ap\_msj+=13;} else{sprintf(ap\_msj,"EA%c=-%0i%0i%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, E2, E3, D1, D2, D3); ap\_msj+=13;} } void Convert\_active\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase){

dword x=0:

```
word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Act_Pwr));
 if(phase=='A') x=Scale_Power_A(x);
 else if(phase=='B') x=Scale_Power_B(x);
 else if(phase=='C') x=Scale_Power_C(x);
 E1 = (word) (x / 1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x % 10));
 if(In->Act_Pwr>=0) {sprintf(ap_msj,"PF%c=+%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=11;}
 else{sprintf(ap_msj,"PF%c=-%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=11;}
}
void Convert_reactive_power_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->React_Pwr));
 if(phase=='A') x=Scale_Power_A(x);
 else if(phase=='B') x=Scale_Power_B(x);
 else if(phase=='C') x=Scale_Power_C(x);
 E1 = (word) (x / 1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 if(In->React_Pwr>=0){sprintf(ap_msj,"QF%c=+%0i.%0i%0i%0i,", phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=11;}
else {sprintf(ap_msj,"QF%c=-%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=11;}
}
void Convert_distortion_power_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Dist_Pwr));
 if(phase=='A') x=Scale_Power_A(x);
 else if(phase=='B') x=Scale_Power_B(x);
 else if(phase=='C') x=Scale_Power_C(x);
 E1 = (word) (x / 1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"QD%c=%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=10;
}
void Convert_total_reactive_power_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0:
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->React_T_Pwr));
 if(phase=='A') x=Scale_Power_A(x);
 else if(phase=='B') x=Scale_Power_B(x);
 else if(phase=='C') x=Scale_Power_C(x);
 E1 = (word) (x / 1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"QT%c=%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=10;
}
void Convert_complex_power_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Complex_Pwr));
 if(phase=='A') x=Scale_Power_A(x);
 else if(phase=='B') x=Scale_Power_B(x);
 else if(phase=='C') x=Scale_Power_C(x);
 E1 = (word) (x / 1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
```

```
D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"CF%c=%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=10;
}
void Convert_aparent_power_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Apr_Pwr));
 if(phase=='A') x=Scale_Power_A(x);
 else if(phase=='B') x=Scale_Power_B(x);
 else if(phase=='C') x=Scale_Power_C(x);
 E1 = (word) (x / 1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x % 10));
 sprintf(ap_msj,"SF%c=%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=10;
void Convert_desp_factor_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Desp_fct));
 x*=PF_Scale_Factor;
 x=x>>15;
 if(x==9999){
  if(In->Desp_fct>=0) {sprintf(ap_msj,"FE%c=+1.0000,", phase); ap_msj+=12;}
  else{sprintf(ap_msj,"FE%c=-1.0000,", phase); ap_msj+=12;}
 }else{
  E1 = (word) (x / 1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x \% 10));
  if(In->Desp_fct>=0) {sprintf(ap_msj,"FE%c=+0.%0i%0i%0i%0i%0i,", phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=12;}
  else {sprintf(ap_msj,"FE%c=-0.%0i%0i%0i%0i,", phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=12;}
 }
}
void Convert_dist_factor_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Dist_fct));
 x*=PF_Scale_Factor;
 x=x>>15;
 if(x==9999){
  if(In->Dist_fct>=0) {sprintf(ap_msj,"FI%c=+1.0000,", phase); ap_msj+=12;}
  else{sprintf(ap_msj,"FI%c=-1.0000,", phase); ap_msj+=12;}
 }else{
  E1 = (word) (x / 1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x % 10));
  if(In->Dist_fct>=0) {sprintf(ap_msj,"FI%c=+0.%0i%0i%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=12;}
  else {sprintf(ap_msj,"FI%c=-0.%0i%0i%0i%0i,",phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=12;}
 }
}
void Convert_power_factor_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0:
 word E1=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->Pwr_fct));
 x*=PF_Scale_Factor;
 x = x >> 15;
 if(x==9999){
  if(In->Pwr_fct>=0) {sprintf(ap_msj,"FP%c=+1.0000,", phase); ap_msj+=12;}
  else{sprintf(ap_msj,"FP%c=-1.0000,", phase); ap_msj+=12;}
```

Apéndice G

```
}else{
  E1 = (word) (x / 1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x \% 10));
  if(In->Pwr_fct>=0) {sprintf(ap_msj,"FP%c=+0.%0i%0i%0i%0i,", phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=12;}
  else {sprintf(ap_msj,"FP%c=-0.%0i%0i%0i%0i%0i,", phase, E1, D1, D2, D3); ap_msj+=12;}
 }
}
void Convert_voltage_thd_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->THD_V));
 x*=THD_Scale_Factor;
 x=x>>16;
 E1 = (word) (x / 10000);
 E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x % 10));
 sprintf(ap_msj,"DV%c=%0i%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=11;
}
void Convert_current_thd_to_string(Power_vec *In, char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=abs((dword)(In->THD_I));
 x*=THD_Scale_Factor;
 x=x>>16;
 E1 = (word) (x / 10000);
 E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100)/10);
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"DI%c=%0i%0i.%0i%0i%0i,",phase, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=11;
}
void Convert_frequency_to_string(char phase){
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 x=(dword)(Freq);
 E1 = (word) (x / 10000);
 E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
 D1 = (word)((x \% 1000)/100);
 D2 = (word)((x \% 100/10));
 D3 = (word)((x \% 10));
 sprintf(ap_msj,"FF%c=%0i%0i.%0i%0i,", phase, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=12;
}
void Convert_unscaled_freq_domain_voltage_to_string(void){
 int i;
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 for(i=0;i<=2;i++){
  x=(dword)(Average_Power[i].Vrms);
  E1 = (word) (x / 10000);
  E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x % 10));
  sprintf(ap_msj,"%0i=%0i%0i%0i%0i%0i,",i+1, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=8;
}
```

```
void Convert_unscaled_time_domain_voltage_to_string(void){
 int i:
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 for(i=0;i<=2;i++)
  x=(dword)(Small_Average_Power[i].Vrms);
  E1 = (word) (x / 10000);
  E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x \% 10));
  sprintf(ap_msj,"%0i=%0i%0i%0i%0i%0i,",i+1, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=8;
 }
}
void Convert_unscaled_freq_domain_current_to_string(void){
int i:
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 for(i=0;i<=2;i++){
  x=(dword)(Average_Power[i].Irms);
  E1 = (word) (x / 10000);
  E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x \% 10));
  sprintf(ap_msj,"%0i=%0i%0i%0i%0i%0i,",i+1, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=8;
 }
}
void Convert_unscaled_time_domain_current_to_string(void){
 int i;
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 for(i=0;i<=2;i++){
  x=(dword)(Small_Average_Power[i].Irms);
  E1 = (word) (x / 10000);
  E2 = (word)((x \% 10000)/1000);
  D1 = (word)((x \% 1000)/100);
  D2 = (word)((x \% 100)/10);
  D3 = (word)((x % 10));
  sprintf(ap_msj,"%0i=%0i%0i%0i%0i%0i,",i+1, E1, E2, D1, D2, D3); ap_msj+=8;
 }
}
void Convert_unscaled_freq_domain_power_to_string(void){
 int i;
 dword x=0:
 word E1=0, E2=0, E3=0, E4=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 for(i=0;i<=2;i++){
   x=abs((dword)(Average_Power[i].Act_Pwr));
   E1 = (word) (x / 100000);
   E2 = (word)((x \% 100000)/100000);
   E3 = (word)((x \% 100000)/10000);
   E4 = (word)((x \% 10000)/1000);
   D1 = (word)((x \% 1000)/100);
   D2 = (word)((x \% 100)/10);
   D3 = (word)((x \% 10));
   sprintf(ap_msj,"%0i=%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i,",i+1, E1, E2, E3, E4, D1, D2, D3);
   if(E1>=100) {ap_msj+=12;}
   else if(E1>=10) {ap_msj+=11;}
             {ap_msj+=10;}
   else
}
```

```
void Convert_unscaled_time_domain_power_to_string(void){
int i;
 dword x=0;
 word E1=0, E2=0, E3=0, E4=0, D1=0, D2=0, D3=0;
 for(i=0;i<=2;i++){
   x=abs((dword)(Small_Average_Power[i].Act_Pwr));
   E1 = (word) (x / 100000);
   E2 = (word)((x \% 100000)/100000);
   E3 = (word)((x % 100000)/10000);
   E4 = (word)((x \% 10000)/1000);
   D1 = (word)((x \% 1000)/100);
   D2 = (word)((x \% 100)/10);
   D3 = (word)((x % 10));
   sprintf(ap_msj,"%0i=%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i%0i,",i+1, E1, E2, E3, E4, D1, D2, D3);
   if(E1>=100) {ap_msj+=12;}
  else if(E1>=10) {ap_msj+=11;}
  else
           {ap_msj+=10;}
 }
}
void RTC_WP_Disable(void){
 if(IRTC_STATUS_WPE == 1){
   IRTC_CTRL = 0;//0b00;
  IRTC_CTRL = 1;//0b01;
IRTC_CTRL = 3;//0b11;
  IRTC_CTRL = 2;//0b10;
 }
ł
void RTC_WP_Enable(void){
 IRTC_CTRL |= 0x02; // Enable Write protect
```

\*\* Filename : Events.C \*\* Project : SmartMeter\_SoftwareX \*\* Processor : MCF51EM256CLL \*\* Component : Events \*\* Version : Driver 01.02 Compiler : CodeWarrior ColdFireV1 C Compiler \*\* \*\* Date/Time : 2/18/2013, 11:32 AM \*\* Abstract : \*\* This is user's event module. \*\* Put your event handler code here. \*\* Settings : \*\* Contents : \*\* No public methods \*\* /\* MODULE Events \*/ #include "Cpu.h" #include "Events.h" #include "SmartMeter\_SoftwareX.h" //Variables de control int k1=4, k2=0, cycle\_conter=0, meter\_status=0, BUFFER\_READY = 0, sec=0; //Buffers de muestras short Voltage\_A [128], Voltage\_B [128], Voltage\_C [128], Neutro [128]; short Current\_A [128], Current\_B [128], Current\_C [128]; long Voltage\_AB[128], Voltage\_BC[128], Voltage\_CA[128]; //Variables del GPS GPS gps\_data; unsigned char GPS\_XOR; int receiving\_transmission=NO; char expected\_char=0x24, \*gps\_ptr=&gps\_data.header[0]; //Variables del Xbee char command[5], \*cmd\_ptr=&command[0]; int incoming\_command=NO, received\_command=NO, data\_counter, command\_identifier=0; //Variables externas extern char \*ap\_msj; extern eMeter meter\_index; extern ePhase phase\_index; #ifdef ISR IN NONBANKED #pragma CODE\_SEG \_\_NEAR\_SEG NON\_BANKED #endif /\* \*\* \*\* Interrupt handler : PDB\_ISR \*\* \*\* Description : \*\* User interrupt service routine. \*\* Parameters : None \*\* Returns : Nothing \*\* \_\_\_ \*/ ISR(PDB\_ISR) //Reconoce Interrupcion PDBSC\_IF=1; /\*/\/\Pruebas con DEMOEM/\/\/\\*/ /\* Current A[k1] = (short)(ADC3RA - 17035); $Current_B[k1] = (short)(ADC1RA - 17035);$ Current\_C[k1] = (short)(ADC2RA - 17035);

```
Voltage_A[k2] = (short)(ADC3RB - OFFSET);
 Voltage_B[k2] = (short)(ADC1RB - OFFSET);
 Voltage_C[k2] = (short)(ADC2RB - OFFSET);
 Neutro [k2] = ADC4RA;
 */
  /*////Prototipo final/////*/
 //Copia lecturas de corriente directamente del registro de resultados
  Current_A[k1] = (short)(ADC3RA);
  Current_B[k1] = (short)(ADC1RA);
  Current_C[k1] = (short)(ADC2RA);
 //Obtiene señal de voltaje de linea a neutro restando el potencial en cada linea menos el potencial del hilo neutro
  Voltage_A[k2] = (short)(ADC3RB - ADC4RA);
  Voltage_B[k2] = (short)(ADC1RB - ADC4RA);
  Voltage_C[k2] = (short)(ADC2RB - ADC4RA);
 //Obtiene señal de voltaje entre lineas restando el potencial de dos lineas entre si
  Voltage_AB[k2]= (long)(ADC3RB - ADC1RB);
  Voltage_BC[k2]= (long)(ADC1RB - ADC2RB);
  Voltage_CA[k2]= (long)(ADC2RB - ADC3RB);
 k1++; k2++;
 if (k1>=128) k1=0;
 if (k2==64) {BUFFER READY = FIRST HALF; if (cycle conter!=0) cycle conter++;}
 if (k2>=128) {BUFFER_READY = SECOND_HALF; cycle_conter++; k2 = 0;}
}
#ifdef ISR IN NONBANKED
#pragma CODE_SEG DEFAULT
#endif
#ifdef ISR_IN_NONBANKED
#pragma CODE_SEG __NEAR_SEG NON_BANKED
#endif
/*
** _____
**
    Interrupt handler : PDB_ERROR_ISR
**
**
    Description :
**
      User interrupt service routine.
**
    Parameters : None
**
    Returns : Nothing
** _
*/
ISR(PDB_ERROR_ISR)
ł
 /* Write your interrupt code here ... */
   if (PDBCH1CR > 0x3fff) PDBCH1CR \models 0xC000:
                                                                      // Clear PDB1 Sequence Error flags
   if(PDBCH2CR > 0x3fff) PDBCH2CR |= 0xC000;
                                                                      // Clear PDB2 Sequence Error flags
   if(PDBCH3CR > 0x3fff) PDBCH3CR |= 0xC000;
                                                                      // Clear PDB3 Sequence Error flags
   if(PDBCH4CR > 0x3fff) PDBCH4CR |= 0xC000;
                                                                      // Clear PDB4 Sequence Error flags
#ifdef ISR_IN_NONBANKED
#pragma CODE_SEG DEFAULT
#endif
/*
**
**
    Event
            : Xbee_OnError (module Events)
**
**
     Component : Xbee [AsynchroSerial]
**
    Description :
**
       This event is called when a channel error (not the error
**
       returned by a given method) occurs. The errors can be
**
       read using <GetError> method.
```

```
**
       service/event> property is enabled.
**
    Parameters : None
**
    Returns : Nothing
** -
*/
void Xbee_OnError(void)
 /* Write your code here ... */
/*
**
**
             : Xbee_OnRxChar (module Events)
    Event
**
**
     Component : Xbee [AsynchroSerial]
**
    Description :
**
       This event is called after a correct character is
**
       received.
**
       The event is available only when the <Interrupt
       service/event> property is enabled and either the
**
**
       <Receiver> property is enabled or the <SCI output mode>
**
       property (if supported) is set to Single-wire mode.
**
    Parameters : None
**
    Returns : Nothing
** -
*/
void Xbee_OnRxChar(void)
  GPS_TComData dato;
  if(Xbee_RecvChar(&dato)==ERR_OK){
    if(incoming_command){
      *cmd_ptr=dato;
      cmd_ptr++;
      data_counter++;
      if(data_counter>=4){
         received_command=YES;
         incoming_command=NO;
        data counter=0:
        cmd_ptr=&command[0];
    }else if(dato=='~'){
      incoming_command=YES;
      *cmd_ptr=dato;
      cmd_ptr++;
  }
  //Si se recibio un comando, identificalo!!!
  if(received_command){
    if((command[0]=='~')&&(command[4]==':')){
      if(command[3]=='A'){
             ((command[1]=='V')&&(command[2]=='F')){command_identifier=1; meter_index=METER_Vrms; phase_index=PHASE_A;}
        if
        else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='1')){command_identifier=2; meter_index=METER_V1rms;
phase_index=PHASE_A;}
        else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='A')){command_identifier=3; meter_index=METER_V1ang;
phase_index=PHASE_A;}
         else if ((command[1]==T)&&(command[2]==F)){command_identifier=4; meter_index=METER_Irms; phase_index=PHASE_A;}
        else if ((command[1]==T)&&(command[2]=='1')){command_identifier=5; meter_index=METER_I1rms; phase_index=PHASE_A;}
         else if ((command[1]=='I')&&(command[2]=='A')){command_identifier=6; meter_index=METER_11ang; phase_index=PHASE_A;}
         else if ((command[1]=='E')&&(command[2]=='A')){command_identifier=7; meter_index=METER_E;
                                                                                                       phase_index=PHASE_A;}
        else if ((command[1]=='P')&&(command[2]=='F')){command_identifier=8; meter_index=METER_P;
                                                                                                      phase_index=PHASE_A;}
        else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='F')){command_identifier=9; meter_index=METER_Q;
                                                                                                       phase_index=PHASE_A;}
         else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='D')){command_identifier=10; meter_index=METER_D;
                                                                                                        phase_index=PHASE_A;}
         else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='T')){command_identifier=11; meter_index=METER_QT;
                                                                                                        phase_index=PHASE_A;}
        else if ((command[1]=='C')&&(command[2]=='F')){command_identifier=12; meter_index=METER_Spq;
                                                                                                        phase_index=PHASE_A;}
        else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='F')){command identifier=13; meter index=METER S;
                                                                                                      phase index=PHASE A;}
         else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='E')){command_identifier=14; meter_index=METER_Fdesp;
phase_index=PHASE_A;}
         else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='T)){command_identifier=15; meter_index=METER_Fdist; phase_index=PHASE_A;}
```

else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='P')){command\_identifier=16; meter\_index=METER\_FP; phase\_index=PHASE\_A;} else if ((command[1]=='D')&&(command[2]=='V')){command\_identifier=17; meter\_index=METER\_THDv; phase\_index=PHASE\_A;} else if ((command[1]=='D')&&(command[2]=='T)){command\_identifier=18; meter\_index=METER\_THDi; phase\_index=PHASE\_A;} else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=19; meter\_index=METER\_FREQ; phase\_index=PHASE\_A;} else if ((command[1]=='M')&&(command[2]=='F'))command\_identifier=20; else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='V'))command\_identifier=21; else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='I'))command\_identifier=22; else if ((command[1]=='A')&&(command[2]=='V'))command\_identifier=23; else if ((command[1]=='A')&&(command[2]=='I'))command\_identifier=24; else if(command[3]=='B'){ ((command[1]=='V')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=31; meter\_index=METER\_Vrms; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='1')){command\_identifier=32; meter\_index=METER\_V1rms; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='A')){command\_identifier=33; meter\_index=METER\_V1ang; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='I')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=34; meter\_index=METER\_Irms; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='I')&&(command[2]=='1')){command\_identifier=35; meter\_index=METER\_I1rms; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='T)&&(command[2]=='A')){command\_identifier=36; meter\_index=METER\_I1ang; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='E')&&(command[2]=='A')){command identifier=37; meter index=METER E; phase index=PHASE B;} else if ((command[1]=='P')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=38; meter\_index=METER\_P; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=39; meter\_index=METER\_Q; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='D')){command\_identifier=40; meter\_index=METER\_D; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='T')){command\_identifier=41; meter\_index=METER\_QT; phase\_index=PHASE\_B;} phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='C')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=42; meter\_index=METER\_Spq; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='F')){command identifier=43; meter index=METER S; else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='E')){command\_identifier=44; meter\_index=METER\_Fdesp; phase\_index=PHASE\_B;}  $else \ if \ ((command[1]=='F') \& \& (command[2]==T)) \{ command\_identifier=45; \ meter\_index=METER\_Fdist; \ phase\_index=PHASE\_B; \} \} \\ \ for the else \ if \ ((command[1]=='F') \& \& (command[2]==T)) \{ command\_identifier=45; \ meter\_index=METER\_Fdist; \ phase\_index=PHASE\_B; \} \} \\ \ for \ here \ her$ else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='P')){command\_identifier=46; meter\_index=METER\_FP; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='D')&&(command[2]=='V')){command\_identifier=47; meter\_index=METER\_THDv; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='D')&&(command[2]=='T)){command\_identifier=48; meter\_index=METER\_THDi; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=49; meter\_index=METER\_FREQ; phase\_index=PHASE\_B;} else if ((command[1]=='M')&&(command[2]=='F')) command\_identifier=50; else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='V')) command\_identifier=51; else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='I')) command\_identifier=52; else if ((command[1]=='A')&&(command[2]=='V')) command\_identifier=53; else if ((command[1]=='A')&&(command[2]=='T)) command\_identifier=54; else if(command[3]=='C'){ ((command[1]=='V')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=61; meter\_index=METER\_Vrms; phase\_index=PHASE\_C;} if else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='1')){command\_identifier=62; meter\_index=METER\_V1rms; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='A')){command\_identifier=63; meter\_index=METER\_V1ang; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='T)&&(command[2]=='F')){command\_identifier=64; meter\_index=METER\_Irms; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]==T)&&(command[2]=='1')){command\_identifier=65; meter\_index=METER\_I1rms; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]==T)&&(command[2]=='A')){command\_identifier=66; meter\_index=METER\_I1ang; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='E')&&(command[2]=='A')){command\_identifier=67; meter\_index=METER\_E; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='P')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=68; meter\_index=METER\_P; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=69; meter\_index=METER\_Q; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='D')){command\_identifier=70; meter\_index=METER\_D; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='Q')&&(command[2]=='T')){command\_identifier=71; meter\_index=METER\_QT; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='C')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=72; meter\_index=METER\_Spq; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='F')){command\_identifier=73; meter\_index=METER\_S; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='E')){command\_identifier=74; meter\_index=METER\_Fdesp; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='I')){command\_identifier=75; meter\_index=METER\_Fdist; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='P')){command\_identifier=76; meter\_index=METER\_FP; phase\_index=PHASE\_C;} else if ((command[1]=='D')&&(command[2]=='V')){command\_identifier=77; meter\_index=METER\_THDv; phase\_index=PHASE\_C;}

```
else if ((command[1]=='D')&&(command[2]=='I')){command_identifier=78; meter_index=METER_THDi;
phase_index=PHASE_C;}
                  else if ((command[1]=='F')&&(command[2]=='F')){command_identifier=79; meter_index=METER_FREQ;
phase_index=PHASE_C;}
                  else if ((command[1]=='M')&&(command[2]=='F')) command_identifier=80;
                  else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='V')) command_identifier=81;
                  else if ((command[1]=='S')&&(command[2]=='T)) command_identifier=82;
                 else if ((command[1]=='A')&&(command[2]=='V')) command_identifier=83;
                  else if ((command[1]=='A')&&(command[2]=='I')) command_identifier=84;
             }
             else if(command[3]=='E'){
                         ((command[1]=='V')&&(command[2]=='T')){command_identifier=91; meter_index=METER_Vrms; phase_index=PHASE_A;}
                  if
                 else if ((command[1]=='T)&&(command[2]=='T')){command_identifier=92; meter_index=METER_Irms; phase_index=PHASE_A;}
                 else if ((command[1]=='P')&&(command[2]=='T')){command_identifier=93; meter_index=METER_P; phase_index=PHASE_A;}
                  else if ((command[1]=='V')&&(command[2]=='F')){command_identifier=94; meter_index=METER_Vrms;
phase_index=PHASE_A;}
                 else if ((command[1]=='T)&&(command[2]=='F')){command_identifier=95; meter_index=METER_Irms; phase_index=PHASE_A;}
                  else if ((command[1]=='P') & (command[2]=='F') \\ (command\_identifier=96; meter\_index=METER\_P; phase\_index=PHASE\_A; \\ ) \\ (command\_identifier=96; meter\_index=PHASE\_A; phase\_index=PHASE\_A; phase\_index=PHASE\_A; phase\_index=PHASE\_A; phase\_index=PHASE\_A; phase\_index=PHASE\_A; phase\_A; phase\_index=PHASE\_A; phase\_index=PHA
    }
}
/*
**
**
         Event
                           : Xbee_OnTxChar (module Events)
**
**
          Component : Xbee [AsynchroSerial]
**
          Description :
**
              This event is called after a character is transmitted.
**
         Parameters : None
**
          Returns : Nothing
** _
*/
void Xbee_OnTxChar(void)
   if(*ap_msj){
    Xbee_SendChar((unsigned char)*ap_msj);
    *ap_msj=0x00;
    ap_msj++;
  }
}
** .
**
                         : GPS_OnError (module Events)
         Event
**
          Component : GPS [AsynchroSerial]
**
**
          Description :
**
              This event is called when a channel error (not the error
**
              returned by a given method) occurs. The errors can be
**
              read using <GetError> method.
**
              The event is available only when the <Interrupt
**
              service/event> property is enabled.
**
          Parameters : None
**
         Returns : Nothing
** _
*/
void GPS_OnError(void)
{
      Write your code here ... */
/*
**
**
          Event
                           : GPS_OnRxChar (module Events)
```

```
**
     Component : GPS [AsynchroSerial]
**
     Description :
**
       This event is called after a correct character is
**
       received.
**
       The event is available only when the <Interrupt
**
       service/event> property is enabled and either the
**
       <Receiver> property is enabled or the <SCI output mode>
**
       property (if supported) is set to Single-wire mode.
**
    Parameters : None
**
     Returns : Nothing
** =
*/
void GPS_OnRxChar(void)
 GPS_TComData dato;
 if(GPS_RecvChar(&dato)==ERR_OK){
   if(receiving_transmission){
     *gps_ptr=dato;
     GPS_XOR^=dato;
     gps_ptr++;
     receiving_transmission--;
     if(receiving_transmission==0){
        gps_ptr= &gps_data.header[0];
        //ap_msj = &gps_data.header[0];
        //Xbee_SendChar((unsigned char)*ap_msj);
        //ap_msj++;
   }else if(dato==expected_char){
     *gps_ptr=dato;
GPS_XOR^=dato;
     gps_ptr++;
     switch(dato){
      /*$*/ case 0x24: expected_char=0x47; GPS_XOR=0x00; break;
      /*G*/ case 0x47: expected_char=0x50; break;
      /*P*/ case 0x50: expected_char=0x52; break;
       /*R*/ case 0x52: expected_char=0x4D; break;
      /*M*/ case 0x4D: expected_char=0x43; break;
      /*C*/ case 0x43: expected_char=0x2C; break;
       /*,*/ case 0x2C: expected_char=0x24; receiving_transmission=58; break;
           default: expected_char=0x24; receiving_transmission=0; GPS_XOR=0x00; gps_ptr=&gps_data.header[0]; break;
   }else if(expected_char!=0x24){expected_char=0x24; receiving_transmission=NO; GPS_XOR=0x00; gps_ptr=&gps_data.header[0]; }
 }else{expected_char=0x24; receiving_transmission=NO; GPS_XOR=0x00; gps_ptr=&gps_data.header[0];}
}
/*
** -
**
            : GPS_OnTxChar (module Events)
     Event
**
**
     Component : GPS [AsynchroSerial]
**
     Description :
**
       This event is called after a character is transmitted.
**
     Parameters : None
**
    Returns : Nothing
** -
*/
void GPS_OnTxChar(void)
{
 /* Write your code here ... */
}
/*
**
**
     Event
             : GPS_EXT_ISR_OnInterrupt (module Events)
**
**
     Component : GPS_EXT_ISR [ExtInt]
**
     Description :
**
       This event is called when an active signal edge/level has
**
       occurred.
```

```
**
     Parameters : None
**
    Returns : Nothing
** -
*/
void GPS_EXT_ISR_OnInterrupt(void)
{
  /*if( (meter_status==WAITING_PPS) || (meter_status==UNSINCRO) ){
    PDBSC_EN=0;
                         //Detiene muestreo de todas las señales
    k1=4; k2=0;
                     //Reinicia indices de buffers de muestras
    BUFFER_READY=NONE; //Restablece bandera de buffer de muestras
    PDBSC_EN=1;
                        //Rehabilita muestreos
    PDBSC_SWTRIG=1; //Dispara muestreos
                      //Reinicia mediciones
    cycle_conter=0;
    meter_status=SINCRO; //Cambia bandera de estado del medidor
    MTIM1SC_TSTP=0;
                          //Habilita timer de espera de PPS
    MTIM1SC_TRST=1;
                           //Restablece contador de timer de espera de PPS
                   //Restablece tiempo de espera de PPS
    sec=0;
  }*/
}
/*
**
**
    Event
            : TI1_OnInterrupt (module Events)
**
     Component : TI1 [TimerInt]
**
**
     Description :
**
       When a timer interrupt occurs this event is called (only
**
       when the component is enabled - <Enable> and the events are
**
       enabled - <EnableEvent>). This event is enabled only if a
**
       <interrupt service/event> is enabled.
**
    Parameters : None
**
    Returns : Nothing
**
*/
void TI1_OnInterrupt(void)
  if(meter_status){
    sec++;
    if(sec>=5){meter_status=WAITING_PPS; sec=0;}
    if((sec>3) && (meter_status==WAITING_PPS)) meter_status=UNSINCRO;
    //if(sec>=3) meter_status=WAITING_PPS;
                                                              //Cambia al estado: "Esperando PPS"
    //if((sec>=5) && (meter_status==WAITING_PPS)) meter_status=UNSINCRO; //Cambia al estado: "Desincronizado"
  }else{MTIM1SC_TSTP=1;} //Desabilita timer de espera de PPS
}
/* END Events */
```

/\*

\*\* Filename : SmartMeter\_SoftwareX.h \*\* Project : SmartMeter\_SoftwareX \*\* Processor : MCF51EM256CLL //#define BusClk 2516582400 //Busclock\*100 #define BusClk 25263360000 //Busclock\*1000 #define OFFSET 34050 //Definición de fracción de kW-h //#define one\_kw\_h 927712935936 //12.5 diezmilesimas de kW-h: {(64000\*216000\*[(2^29)/10000)]}/800 //#define one\_kw\_h 9277129359360000 //12.5 diezmilesimas de kW-h: (64000\*216000\*(2^29))/800 #define one\_kw\_h 9394006579635400 //12.5 diezmilesimas de kW-h: (64000\*216000\*(2^29))/800 /\* //Escala Sencilla-Dominio del Tiempo #define A\_Vrms\_Gain 13729 #define A\_Vrms\_Offset 881 #define B\_Vrms\_Gain 13827 #define B\_Vrms\_Offset 219 #define C\_Vrms\_Gain 13836 #define C\_Vrms\_Offset -226 //Escala Sencilla-Dominio de la Frecuencia #define A Vrms Gain 13768 #define A\_Vrms\_Offset 262 #define B\_Vrms\_Gain 13806 #define B\_Vrms\_Offset 245 #define C\_Vrms\_Gain 13812 #define C\_Vrms\_Offset 258 \*/ /\* //Fase A: Ganancias y Offset #define A\_Vrms\_Gain1 11545 #define A\_Vrms\_Offset1 2792 #define A\_Vrms\_Gain2 13804 #define A\_Vrms\_Offset2 270 #define A\_Vrms\_Gain3 13774 #define A\_Vrms\_Offset3 424 #define A\_Vrms\_Gain4 13774 #define A\_Vrms\_Offset4 424 #define A\_Irms\_Gain1 56181 #define A\_Irms\_Offset1 2 #define A\_Irms\_Gain2 59324 #define A\_Irms\_Offset2 10 #define A\_Irms\_Gain3 60198 #define A\_Irms\_Offset3 27 60344 #define A\_Irms\_Gain4 #define A\_Irms\_Offset4 57 #define A\_Power\_Gain1 11971 #define A\_Power\_Offset1 0 #define A\_Power\_Gain2 11254 #define A\_Power\_Offset2 1 #define A\_Power\_Gain3 11098 #define A\_Power\_Offset3 3 #define A\_Power\_Gain4 11091 #define A\_Power\_Offset4 3 //Fase B: Ganancias y Offset #define B\_Vrms\_Gain1 13897 #define B\_Vrms\_Offset1 78 #define B\_Vrms\_Gain2 13851 #define B\_Vrms\_Offset2 137 #define B Vrms Gain3 13806 #define B\_Vrms\_Offset3 448 #define B\_Vrms\_Gain4 13806 #define B\_Vrms\_Offset4 448

54744 #define B\_Irms\_Gain1 #define B\_Irms\_Offset1 3 #define B\_Irms\_Gain2 60069 #define B\_Irms\_Offset2 12 #define B\_Irms\_Gain3 60686 #define B\_Irms\_Offset3 29 #define B\_Irms\_Gain4 60267 #define B\_Irms\_Offset4 53 #define B\_Power\_Gain1 12154 #define B\_Power\_Offset1 0 #define B\_Power\_Gain2 11077 #define B\_Power\_Offset2 2 #define B\_Power\_Gain3 11006 #define B\_Power\_Offset3 2 #define B\_Power\_Gain4 11002 #define B\_Power\_Offset4 2 //Fase C: Ganancias y Offset #define C\_Vrms\_Gain1 #define C\_Vrms\_Offset1 13972 59 #define C Vrms Gain2 13856 #define C\_Vrms\_Offset2 151 #define C\_Vrms\_Gain3 #define C\_Vrms\_Offset3 13810 492 #define C\_Vrms\_Gain4 13810 #define C\_Vrms\_Offset4 492 48602 #define C\_Irms\_Gain1 #define C\_Irms\_Offset1 4 59542 #define C\_Irms\_Gain2 #define C\_Irms\_Offset2 14 #define C\_Irms\_Gain3 600 60099 #define C\_Irms\_Offset3 25 #define C\_Irms\_Gain4 60670 #define C\_Irms\_Offset4 47 #define C\_Power\_Gain1 12636 #define C\_Power\_Offset1 1 #define C\_Power\_Gain2 11149 #define C\_Power\_Offset2 2 #define C\_Power\_Gain3 11082 #define C\_Power\_Offset3 3 #define C\_Power\_Gain4 11072 #define C\_Power\_Offset4 2

//Fase A: Ganancias y Offset #define A\_Vrms\_Gain1 13687 #define A\_Vrms\_Offset1 69 #define A\_Vrms\_Gain2 13825 #define A\_Vrms\_Offset2 35 #define A\_Vrms\_Gain3 13750 #define A\_Vrms\_Offset3 506 #define A\_Vrms\_Gain4 13750 #define A\_Vrms\_Offset4 506 #define A\_Irms\_Gain1 56712 #define A\_Irms\_Offset1 4 #define A\_Irms\_Gain2 59163 #define A\_Irms\_Offset2 10 #define A\_Irms\_Gain3 60183 #define A Irms Offset3 29 #define A\_Irms\_Gain4 60332 #define A\_Irms\_Offset4 54

#define	A_Power_Gain1	12002
#define	A_Power_Offset1	1
#define	A_Power_Gain2	11286
#define	A_Power_Offset2	1
#define	A_Power_Gain3	11105
#define	A_Power_Offset3	3
#define	A_Power_Gain4	11093
#define	A_Power_Offset4	6
//E D		
//Fase B	B. Ganancias y Offs	14029
#define	B_Vrms_Offset1	14058
#define	B_Vrms_Gain2	13868
#define	B Vrms Offset?	22
#define	B Vrms Gain3	13755
#define	B Vrms Offset3	813
#define	B Vrms Gain4	13755
#define	B_Vrms_Offset4	813
#define	B_Irms_Gain1	55076
#define	B_Irms_Offset1	5
#define	B_Irms_Gain2	60037
#define	B_Irms_Offset2	13
#define	B_Irms_Gain3	60556
#define	B_Irms_Offset3	25
#define	B_Irms_Gain4	60658
#define	B_Irms_Offset4	42
#dafina	B Dower Gain1	12032
#define	B Power Offset1	12032
#define	B Power Gain?	11108
#define	B Power Offset?	1
#define	B Power Gain3	11012
#define	B Power Offset3	3
#define	B Power Gain4	11007
#define	B_Power_Offset4	1
//Fase C	C: Ganancias y Offs	set
#define	C_Vrms_Gain1	13997
#define	C_Vrms_Offset1	19
#define	C_Vrms_Gain2	138/1
#define	C_Vrms_Offset2	49
#define	C_VIIIIS_Gallis	15708
#define	C_VIIIIS_OIISet5	13768
#define	C Vrms Offset/	752
actine	C_villis_Oliset+	152
#define	C Irms Gain1	53822
#define	C Irms Offset1	7
#define	C Irms Gain2	59526
#define	C_Irms_Offset2	6
#define	C_Irms_Gain3	60033
#define	C_Irms_Offset3	15
#define	C_Irms_Gain4	60253
#define	C_Irms_Offset4	49
	a	
#define	C_Power_Gain1	12526
#define	C_Power_Offset1	1
#define	C_Power_Gain2	2117/9
#define	C_Power_Offset2	∠ 11097
#define	C Power_Gain3	1108/
#define	C_Power_Offset3	5 11076
#define	C Power Offset	2
"actine	C_1 0wci_0lisel4	4

#define PF\_Scale\_Factor 10000 #define THD\_Scale\_Factor 100000
#define MAX\_INT 10 //Máximo de iteraciones para cálculo de raiz cuadrada /\*//////Parámetros de muestreo/////////\*/ //Número de muestras #define N\_SAMPLES 64 // Número de muestras del buffer #define SAMPLE\_FOR\_FFT 32 // Número de muestras empleadas en DFT //Factores de muestra  $#if (SAMPLE_FOR_FFT == 64)$ #define FAC\_SAMPLE\_FOR\_FFT 6 #elif (SAMPLE\_FOR\_FFT == 32) #define FAC\_SAMPLE\_FOR\_FFT 5 #elif (SAMPLE\_FOR\_FFT == 16) #define FAC\_SAMPLE\_FOR\_FFT 4 #elif (SAMPLE\_FOR\_FFT == 8) #define FAC\_SAMPLE\_FOR\_FFT 3 #else #error "SAMPLE\_FOR\_FFT should be 64, 32, 16 or 8" #endif #if (N\_SAMPLES == 256) #define FAC N SAMPLES 8 #elif (N\_SAMPLES == 128) #define FAC\_N\_SAMPLES 7 #elif (N\_SAMPLES == 64) #define FAC\_N\_SAMPLES 6 #elif (N\_SAMPLES == 32) #define FAC\_N\_SAMPLES 5 #else #error "N\_SAMPLES should be 256, 128, 64, or 32" #endif //Definiciones de control #define NO 0 #define YES 1 #define NONE 0 #define FIRST\_HALF #define SECOND\_HALF 2 //GPS #define UNSINCRO 0 #define WAITING\_PPS 1 #define SINCRO 2 //Fases #define Fase\_A 0 #define Fase\_B 1 #define Fase\_C 2 #define N\_Fases 3 //GPIO #define PB1\_OFF 2 #define PB2\_OFF 4 #define PB3\_OFF 64 #define PB4\_OFF 128 /\*/////Estructuras de mediciones eléctricas///////\*/ //Estructura de Mediciones typedef struct{ word Vrms; // Voltaje Eficaz word Irms; // Corriente Eficaz signed long long Act\_Eng; // Energia Activa signed long Act\_Pwr; // Potencia Activa signed long React\_T\_Pwr; // Potencia Reactiva total // Potencia Aparente signed long Apr\_Pwr; // Factor de Potencia short Pwr\_fct;

<sup>}</sup>Small\_power\_vec;

//Estructura de Sumatoria de Mediciones para cálculo de promedio typedef struct{ dword Vrms; dword Irms; signed long Act\_Pwr; signed long React\_T\_Pwr; signed long Apr\_Pwr; long Pwr\_fct; }Sum\_small\_power\_vec; //Estructuras de algoritmos en el dominio de la frecuencia //Estructura de Mediciones typedef struct{ word Vrms; // Voltaje Eficaz word V1rms; // Voltaje Eficaz Fundamental word V1ang; // Angulo de fase de la componente fundamental de voltaje word Irms; // Corriente Eficaz word I1rms; // Corriente Eficaz Fundamental word I1ang; // Angulo de fase de la componente fundamental de corriente signed long long Act\_Eng; // Energia Activa signed long Act\_Pwr; // Potencia Activa signed long React\_Pwr; // Potencia Reactiva signed long React\_T\_Pwr; // Potencia Reactiva total signed long Dist\_Pwr; // Potencia de Distorsión signed long Complex\_Pwr; // Potencia Compleja // Potencia aparente signed long Apr\_Pwr; short Desp\_fct; // Factor de desplazamiento short Dist\_fct; // Factor de distorsión short Pwr fct; // Factor de potencia short THD\_V; // Distorsion Armonica Total del Voltaje short THD\_I; // Distorsion Armonica Total de la Corriente }Power\_vec; //Estructura de Sumatoria de Mediciones para cálculo de promedio typedef struct{ dword Vrms; dword V1rms; dword Irms: dword I1rms; signed long Act\_Pwr; signed long React\_Pwr; signed long React\_T\_Pwr; signed long Dist\_Pwr; signed long Complex\_Pwr; signed long Apr\_Pwr; long Desp\_fct; long Dist\_fct; long Pwr\_fct; long THD\_V; long THD\_I; }Sum\_power\_vec; //Estructuras de datos de GPS typedef struct{ char header [7]; char UTC [11]; char status [2]; char latitud [12]; char longitud [13]; char SOG [5]; char COG [1]; char date [7]; char useless [2]; char mode [1]; char checksum [3]; }GPS; typedef struct{ char data [800];

char CheckSum [3]; }Xbee\_Output\_String; typedef enum MENU\_NONE = 0, MENU\_METER, //Mediciones MENU\_DATE, //Fecha MENU\_TIME, //Hora MENU\_TAMPER, //Tamper MENU\_LAST }eMenu; typedef enum  $METER_NONE = 0,$ METER\_E, //Energia Activa METER\_Vrms, //Voltaje Eficaz METER\_V1rms, //Voltaje Eficaz Fundamental METER\_V1ang, //Angulo de fase del voltaje fundamental METER\_Irms, //Corriente Eficaz METER\_I1rms, //Corriente Eficaz Fundamental METER\_I1ang, //Angulo de fase de corriente fundamental METER P, //Potencia Activa METER\_Q, //Potencia Reactiva Total METER\_D, //Potencia de Distorsión METER\_QT, //Potencia Reactiva Total METER\_S, //Potencia Aparente METER\_Spq, //Potencia Compleja METER\_Fdesp, //Factor de Desplazamiento METER\_Fdist, //Factor de Distorsión METER\_FP, //Factor de Potencia METER\_THDv, //Distorsión Armónica Total de voltaje METER\_THDi, //Distorsión Armónica Total de corriente METER\_FREQ, //Frecuencia METER\_LAST } eMeter; typedef enum  $PHASE_NONE = -1,$ PHASE\_A, //Fase A PHASE\_B, //Fase B PHASE\_C, //Fase C PHASE\_ALL, //Todas las fases PHASE\_LAST } ePhase; /\*//////Prototipos de funciones/////////\*/ unsigned long ASM\_FF1(unsigned long A); unsigned short RMS\_calc(short\* data); unsigned short SquareRoot(unsigned long Y); int zeros(short \*Signal); void Power\_Calc(short \*V, short \*I, Small\_power\_vec \*Out, int phase); void Energy\_Calc(short \*V, short \*I, Power\_vec \*Out, int phase); void EnergySum(Power\_vec\*, volatile short\*, int phase ); word THD\_calc(unsigned short Xrms, unsigned short X1); asm void ADD64bits(long long\* ACC, long A); asm long MAC\_BUFF(short \*B1, short \*B2, short N); void FFT(short \*Signal, short \*Real\_Out, short \*Imag\_Out); short RMS\_FFT(short \*Signal\_Real, short \*Signal\_Imag); word Phase\_Angle(short \*Real, short \*Imag); void POWER\_FFT(short \*Voltage\_Real, short \*Voltage\_Imag, short \*Current\_Real, short \*Current\_Imag, Power\_vec \*Out); void Small\_Measurements\_Sum(Small\_power\_vec \*In, Sum\_small\_power\_vec \*Out); void Measurements\_Sum(Power\_vec \*In, Sum\_power\_vec \*Out); void Small\_Average\_Measurement(Sum\_small\_power\_vec \*In, volatile short \*Energy, Small\_power\_vec \*Out, int N);

void Average\_Measurement(Sum\_power\_vec \*In, volatile short \*Energy, Power\_vec \*Out, int N);

void Convert\_buffer\_to\_string(short \*In\_Buffer, char type, char phase);

void Convert\_FFT\_to\_string(short \*In\_Real, short \*In\_Imag, char type, char phase);

void Convert\_measurements\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_voltage\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_fund\_voltage\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_voltage\_phase\_angle\_to\_string(char phase); void Convert\_current\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_fund\_current\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_current\_phase\_angle\_to\_string(char phase); void Convert\_energy\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_active\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_reactive\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_total\_reactive\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_distortion\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_complex\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_aparent\_power\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_desp\_factor\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_dist\_factor\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_power\_factor\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_voltage\_thd\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_current\_thd\_to\_string(Power\_vec \*In, char phase); void Convert\_frequency\_to\_string(char phase);

void Convert\_unscaled\_freq\_domain\_voltage\_to\_string(void); void Convert\_unscaled\_time\_domain\_voltage\_to\_string(void); void Convert\_unscaled\_freq\_domain\_current\_to\_string(void); void Convert\_unscaled\_time\_domain\_current\_to\_string(void); void Convert\_unscaled\_freq\_domain\_power\_to\_string(void); void Convert\_unscaled\_time\_domain\_power\_to\_string(void);

dword Scale\_Voltage\_A(dword x); dword Scale\_Voltage\_B(dword x); dword Scale\_Voltage\_C(dword x); dword Scale\_Current\_A(dword x); dword Scale\_Current\_B(dword x); dword Scale\_Power\_A(dword x); dword Scale\_Power\_B(dword x); dword Scale\_Power\_C(dword x);

void show\_in\_display(eMeter meter\_index, ePhase phase\_index); void RTC\_WP\_Disable(void); void RTC\_WP\_Enable(void);

```
static const short Sin_coef_k_1[] = {
 0 ,3212 ,6393 ,9512 .
 12539,15446,18204,20787,
 23170,25329,27245,28898,
 30273,31356,32137,32609,
 32767, 32609, 32137, 31356,
 30273,28898,27245,25329,
 23170,20787,18204,15446,
 12539,9512,6393,3212,
 0,-3212,-6393,-9512,
 -12539,-15446,-18204,-20787,
 -23170, -25329, -27245, -28898,
 -30273, -31356, -32137, -32609,
 -32767, -32609, -32137, -31356,
 -30273, -28898, -27245, -25329,
 -23170, -20787, -18204, -15446,
 -12539,-9512 ,-6393 ,-3212
 }:
static const short Cos_coef_k_1[] = {
 32767, 32609, 32137, 31356,
 30273,28898,27245,25329,
 23170 ,20787 ,18204 ,15446 ,
 12539,9512,6393,3212,
    ,-3212 ,-6393 ,-9512 ,
 0
```

 $\begin{array}{l} -12539, -15446, -18204, -20787, \\ -23170, -25329, -27245, -28898, \\ -30273, -31356, -32137, -32609, \\ -32767, -32609, -32137, -31356, \\ -30273, -28898, -27245, -25329, \\ -23170, -20787, -18204, -15446, \\ -12539, -9512, -6393, -3212, \\ 0, 3212, 6393, 9512, \\ 12539, 15446, 18204, 20787, \\ 23170, 25329, 27245, 28898, \\ 30273, 31356, 32137, 32609 \\ \}; \end{array}$